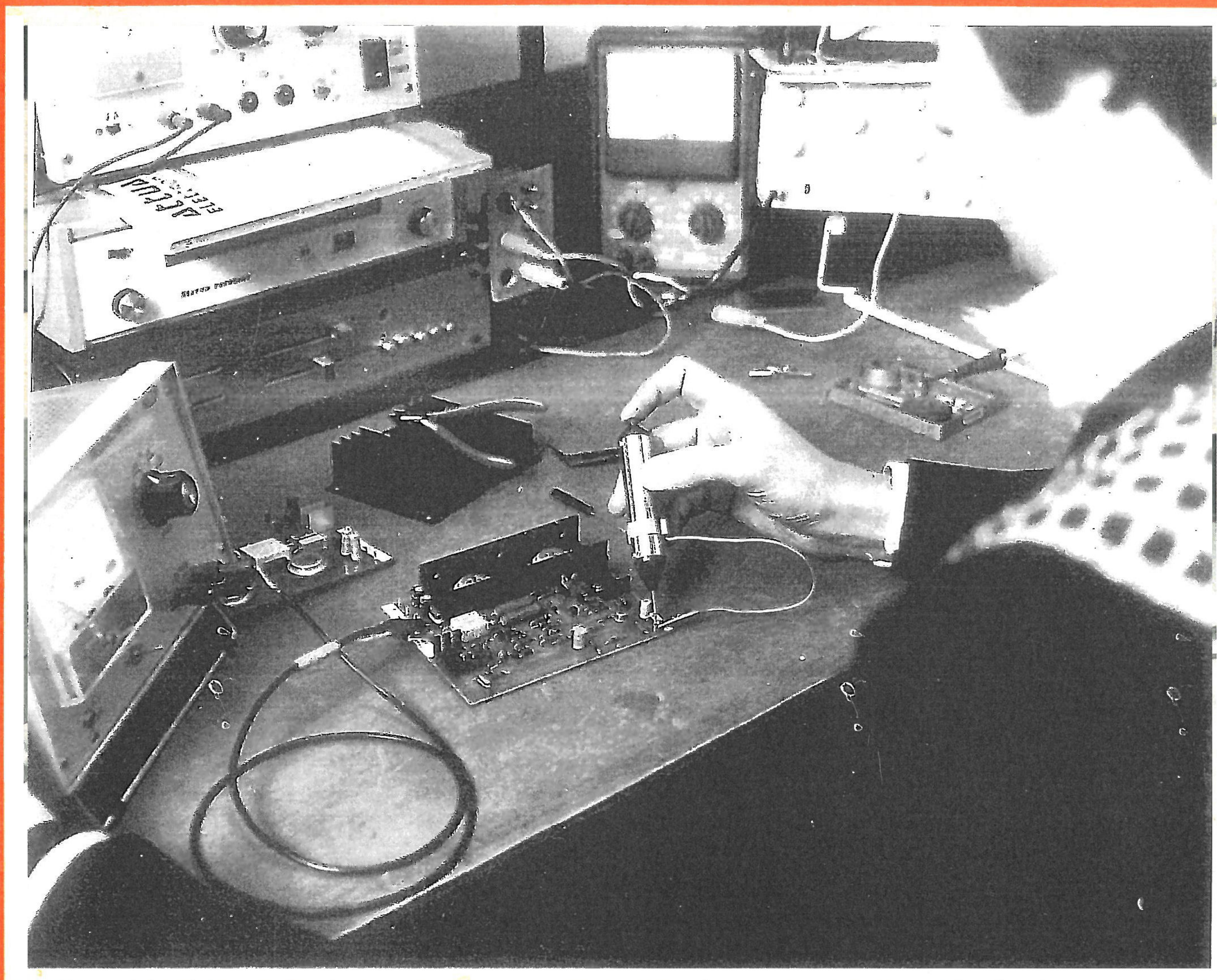
L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Induttanza

9



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. abb. postale 3° Gr. - —70% - Lire 750

Induttanza

Il termine « induttanza » non è nuovo al lettore. In effetti abbiamo già incontrato, proprio nella nostra prima lezione, questo concetto; abbiamo visto anche alcuni fenomeni ad esso connessi e, come tali fenomeni vengano sfruttati per la realizzazione di circuiti risonanti.

Infine, chi si è cimentato nella costruzione del ricevitore descritto nella terza lezione, ha addirittura impiegato un induttore, caratterizzato da un doppio avvolgimento e dall'impiego di un supporto-nucleo.

Sulla base degli elementi già noti possiamo ora, in un primo tempo, riassumere i concetti fondamentali e, successivamente, inoltrarci in un più dettagliato esame delle particolarità, delle leggi, di più complessi fenomeni, delle misure, e di tutto ciò che ai fini della materia del nostro Corso occorre conoscere sull'argomento.

★ ★ ★

Sappiamo dunque che « un'induttanza è un elemento di circuito **che si oppone alle variazioni della corrente** »; la sua opposizione non è paragonabile a quella offerta da una resistenza in quanto non viene esercitata sulla corrente direttamente, bensì **sulle sue variazioni.**

Infatti, l'induttanza tende ad impedire che la corrente aumenti o diminuisca; la sua influenza si manifesta perciò come una specie di inerzia.

Quando si aumenta la velocità di una vettura, la sua inerzia si oppone all'aumento di velocità, ed analogamente la forza viva della vettura in moto tende a mantenerla in tale stato quando si esercita un'azione frenante.

Un fenomeno analogo si verifica appunto con l'induttanza, la quale tende ad impedire il prodursi di una corrente quando viene applicata una f.e.m., e viceversa immagazzina tale energia e la restituisce al circuito per conservare la corrente prodottasi, non appena viene a mancare l'energia della sorgente. Un'altra analogia meccanica è rilevabile in **figura 1 M.**

Dato che un'induttanza reagisce soltanto alle « variazioni » di corrente, essa reagisce evidentemente soltanto alla corrente alternata o alla corrente continua pulsante, e non alla corrente continua costante.

La reazione stessa varia inoltre col variare della frequenza.

L'opposizione che l'induttanza offre alla corrente si chiama **reattanza induttiva**, e viene misurata in ohm. In una ipotetica induttanza pura — ossia priva di resistenza propria — la reattanza induttiva fa in modo che la corrente ritardi di un quarto di ciclo — ossia di 90° — rispetto alla tensione; in realtà un simile tipo di induttanza non può essere realizzato in quanto qualsiasi conduttore ha sempre una sua resistenza ohmica.

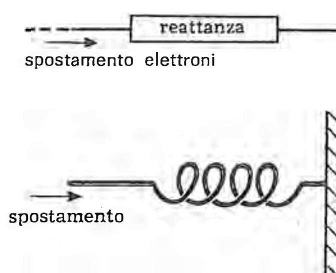


Fig. 1 M - In un circuito elettrico la « reattanza » si comporta nei confronti del flusso elettronico (corrente) così come una molla, con la sua rigidezza si comporta nei confronti di una forza di spostamento che tenda a comprimerla.

Gli organi creati per costituire una data induttanza — gli induttori — hanno varie forme, ma quasi tutti sono fondamentalmente degli avvolgimenti o dei tratti di conduttore.

L'unità di misura dell'induttanza è l'**henry.**

Il valore di induttanza di una bobina aumenta con l'aumentare del diametro dell'avvolgimento o del numero delle spire. Sappiamo già che l'uso di un metallo magnetico (come ad esempio il ferro), come anima di una bobina, ne aumenta l'induttanza, per cui il valore di un indotto può variare semplicemente spostando un nucleo metallico rispetto al centro dell'avvolgimento.

La reattanza induttiva è direttamente proporzionale alla induttanza, ossia se aumenta la seconda, aumenta contemporaneamente anche la prima, e viceversa.

Gli induttori vengono usate sia nei ricevitori che nei trasmettitori. Alcuni tra quelli usati nei trasmettitori devono essere di grandi dimensioni in quanto devono sopportare correnti e tensioni rilevanti.

In **figura 2 M** è visibile un induttore tipico per trasmettitore; esso consiste di un semplice avvolgimento di filo (o per meglio dire, di tubetto, e vedremo più avanti il perché) di grosso diametro. L'aspetto delle bobine di ricezione ci è in parte già noto.

Alcune bobine vengono costruite con un nucleo mobile, in modo che l'induttanza possa essere variata semplicemente introducendo o estraendo quest'ultimo; tali tipi vengono denominati induttanze « a permeabilità variabile ». Un tempo, simili induttanze furono usate in alcuni radio ricevitori domestici per la sintonia sulle varie stazioni emittenti.

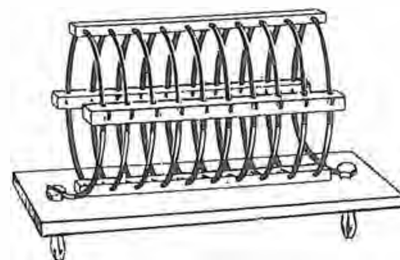


Fig. 2 M - Induttanza tipica per trasmissione su onde corte. Anziché in filo di rame viene spesso costruita con tubetto di rame, argentato: a pagina 10 m è detto del motivo di ciò. La basetta munita di spinotti la rende intercambiabile.

Altri tipi di bobine possono variare la propria induttanza mediante il collegamento di varie prese praticate sull'avvolgimento; un tipo del genere è appunto quello adottato nel nostro ricevitore descritto alla lezione 3ª. Questo si-

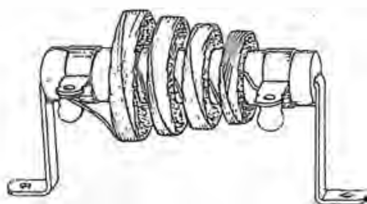


Fig. 3 M - Un altro tipo di induttanza particolare è l'impedenza per Alta Frequenza. Gli avvolgimenti, suddivisi a gruppi, sono avvolti a macchina e sono detti a « nido d'ape ».

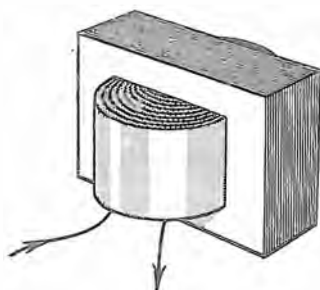


Fig. 4 M - La funzione di impedenza che compie l'induttanza della figura a fianco viene svolta da un'« impedenza » di questo tipo allorché si tratta di Bassa Frequenza. Occorre un nucleo di materiale magnetico.

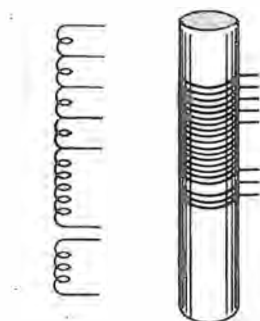
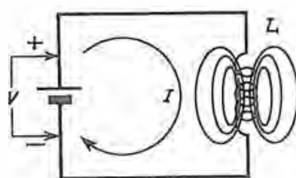
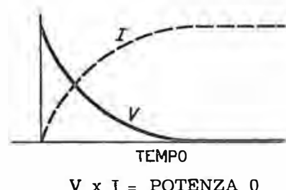


Fig. 5 M - Il campo magnetico che si crea per effetto del passaggio di corrente in una bobina (ad esempio quella semplice, nella parte sottostante) induce una corrente alternata negli altri avvolgimenti superiori, ad essa prossimi. In pratica si ha un trasformatore (in questo caso, di alta frequenza) che è qui riprodotto così come appare negli schemi e così com'è in una esecuzione.





V x I = POTENZA 0

Fig. 6 M - Se si applica ad una induttanza (priva di resistenza) una tensione continua, la corrente cresce, teoricamente, senza alcun limite. Il campo magnetico che si forma è costante. Dato che la massima corrente (I) scorre quando la tensione è minima (V) e viceversa, V × I dà sempre, come risultato di potenza, 0.

stema viene usato anche nei trasmettitori.

Una bobina di filtro (« impedenza »), è un induttore le cui proprietà sono di offrire, di proposito, la massima resistenza alla corrente alternata, e la minima alla corrente continua.

Quindi, tale tipo di induttanza adottato ove ciò sia necessario, lascia passare facilmente la corrente continua mentre blocca la corrente alternata.

La **figura 3 M** mostra un tipo di induttore con nucleo ad « aria » (il supporto è in ceramica ma ai fini della permeabilità è pari all'aria), usato per impedire il passaggio della corrente alternata a radiofrequenza.

Grosse impedenze a nucleo di ferro vengono usate nei circuiti ad audio-frequenza, oppure come filtri nei circuiti di alimentazione per livellare le variazioni residue della corrente: un esempio è visibile in **figura 4 M.**

Ricorderemo in ultimo che, quando una induttanza è percorsa da corrente alternata, si produce intorno ad essa un campo magnetico, e se si pone vicino alla prima una seconda bobina, detto campo magnetico variabile si allaccia a quest'ultima. e vi induce una tensione alternata. Questo è il principio del trasformatore, che studieremo più avanti, ma è un fenomeno a noi già noto, che abbiamo visto applicato nei ricevitori per il trasferimento delle correnti a radiofrequenza da un circuito all'altro (ad esempio dal circuito d'antenna al circuito accordato di sintonia, ecc.). La **figura 5 M** ricorda appunto un caso del genere.

Autoinduttanza

Quando la corrente che scorre nei circuiti di **figura 6 M** e **7 M** subisce delle variazioni, varia contemporaneamente il campo magnetico che circonda il conduttore costituente « L » (« L » è il simbolo spesso usato per indicare un induttore).

Tali variazioni influenzano la bobina stessa in quanto viene indotta in essa una f.e.m. opposta, la quale — ricordiamo — si oppone alle variazioni della corrente originale che ne è stata causa.

Studiamo ora l'effetto dell'induttore « L » della figura 7 M.

Quando il commutatore si trova in posizione « 1 », il circuito consiste di una batteria, una bobina ed una resistenza in serie. Allorché tale circuito viene chiuso, ossia portato appunto in posizione « 1 », la corrente inizia a scorrere in esso.

Contemporaneamente sorge il campo magnetico intorno all'induttore, inducendovi una f.e.m. opposta la quale contrasta la tensione applicata e quindi l'aumento di corrente; di conseguenza, quest'ultima, a causa dell'opposizione, raggiunge il suo valore massimo non immediatamente, bensì gradatamente, come si vede alla curva della stessa figura (« Aumento »).

Se il commutatore viene portato in posizione « 2 », la corrente comincia a diminuire.

L'azione di cui sopra si verifica in senso opposto, in quanto il campo magnetico diminuisce, col risultato che la tensione indotta si oppone alla diminuzione della corrente, ossia la f.e.m. indotta è nella medesima direzione del potenziale applicato precedentemente, e tende a conservare il passaggio di corrente.

Per questo motivo la corrente non scende immediatamente a zero ma diminuisce in maniera esponenziale in quanto la f.e.m. indotta, o tensione di autoinduttanza, continua a provocare corrente (curva « Diminuzione »).

L'ammontare della f.e.m. indotta è proporzionale all'ammontare delle variazioni di corrente.

L'induttanza « L » di un componente dipende dalle dimensioni e dalla forma dello stesso.

Un conduttore diritto ha praticamente solo resistenza, ma se è avvolto intorno ad un nucleo ferroso, esso acquista in aggiunta, una apprezzabile induttanza. Tale induttanza è indipendente dalla corrente (quando il nucleo è antimagnetico), e può essere determinata sia in base alle dimensioni del componente, sia in base alla permeabilità — ossia all'attitudine a condurre il flusso magnetico — del nucleo stesso.

L'equazione dell'induttanza relativa ad un induttore avvolto per un lungo tratto su un nucleo ferroso, con unico strato, è la seguente:

$$L = \frac{K\mu S N^2}{10^8 l}$$

nella quale K è eguale a 4,44 (quando S è espressa in cm^2 ed l in centrimetri); μ (Mu) è la permeabilità del circuito magnetico, S la superficie della sezione trasversale del nucleo, N il numero delle spire avvolte, ed l la lunghezza della bobina.

Da questa equazione si nota che l'induttanza varia direttamente col variare della permeabilità, della superficie della sezione trasversale, del quadrato del numero di spire, ed inversamente col variare della lunghezza.

L'inerzia di un corpo solido che già abbiamo

presa in esame (auto in movimento) rappresenta una delle analogie più significative ed evidenti con l'induttanza, in quanto, tutti sanno che, accelerando il movimento del corpo, la sua inerzia (che corrisponde alla induttanza) si oppone all'accelerazione stessa, esattamente come l'induttanza si oppone all'aumento della corrente.

Se si tenta di fermare di colpo il corpo in movimento, la sua inerzia tende invece a mantenere il movimento, né più né meno come l'induttanza fa continuare il passaggio di corrente dopo il disinnesco della batteria.

Costante di tempo

L'ammontare dell'aumento di corrente nel circuito induttivo della figura 7 M dipende dal rapporto L : R in cui L è l'induttanza, ed R la resistenza.

Se L è grande ed R è piccola, la corrente aumenta lentamente, e viceversa.

Tale rapporto viene denominato **costante di tempo**, e corrisponde al tempo in secondi necessario affinché la corrente raggiunga il 63,2 per cento del suo valore massimo. L'equazione è:

$$T = L : R$$

nella quale T è il tempo in minuti secondi, L l'induttanza in henry, ed R la resistenza in ohm.

Poiché qualsiasi bobina ha una sua resistenza alla c. c., **la costante di tempo equivale alla induttanza divisa per la resistenza in ohm.**

Facciamo un esempio.

Se una bobina ha una induttanza di 15 henry (l'henry è la sua unità di misura) ed una resistenza di 50 ohm, quale è la sua costante di tempo?

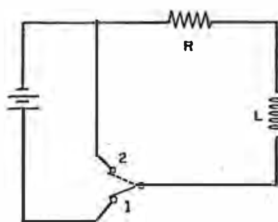
La costante di tempo è:

$$T = L : R = 15 : 50 = 0{,}3 \text{ secondi}$$

Se nel circuito non vi sono altre resistenze — e se si applica per esempio un potenziale di 25 volt — il valore massimo della corrente, determinato con la legge di ohm, è il seguente:

$$I = 25 : 50 = 0{,}5 \text{ A (500 mA)}$$

per cui, dopo il tempo di 0,3 secondi la corrente sale da zero al 63,2 per cento di 500 mA, ossia a 316 milliampère.



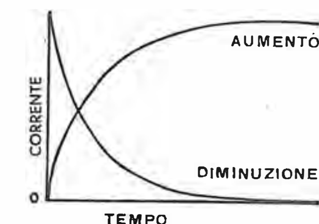


Fig. 7 M - Se si chiude il circuito sulla batteria (commutatore in posizione 1) il campo magnetico che si crea in « L » induce una forza elettromotrice opposta che contrasta l'aumento della tensione. La corrente, perciò, non raggiunge il suo massimo valore immediatamente ma secondo l'andamento della curva qui riportata, indicata « AUMENTO ». Aprendo il circuito (posizione 2) il fenomeno inverso fa diminuire la corrente secondo la curva indicata « DIMINUZIONE ».

Unità di induttanza

L'induttanza di una bobina dipende dalle sue caratteristiche costruttive — esattamente come l'inerzia di un corpo solido dipende dal suo peso — ed è determinata dal numero delle spire, dalla loro reciproca distanza, e dal tipo di nucleo.

Se le spire sono molto vicine tra loro, ognuna di esse può allacciare il suo campo magnetico a quello di molte altre; l'induttanza di conseguenza, è maggiore di quella di un egual numero di spire però distanziate tra loro.

L'induttanza viene espressa in **henry**, in onore di Giuseppe Henry, scopritore del fenomeno dell'induttanza elettromagnetica.

Si è convenuto che **un circuito ha l'induttanza di 1 henry quando una variazione di corrente di 1 ampère causa una induzione di f.e.m. opposta nel circuito, di 1 volt.**

Poiché però un henry è una unità di induttanza elevata per molti dei più frequenti impieghi nel campo delle radiofrequenze, i tecnici elettronici usano spesso unità più piccole, come ad esempio il **millihenry** (pari ad un millesimo di henry), ed il **microhenry** (pari ad un milionesimo di henry).

I valori di induttanza usati nei circuiti elettronici variano però notevolmente. I filtri di alimentazione, ad esempio, richiedono induttanze di molti henry, per ottenere i quali si usano bobine con molte spire avvolte su nuclei di ferro.

Le bobine per le radio-frequenze invece sono del tipo con nucleo ad aria, ed hanno appunto, come si è detto, valori di millihenry e di microhenry.

Possiamo infine affermare che l'induttanza è una proprietà fisica delle bobine — come la resistenza lo è dei resistori — per cui una bobina è dotata di induttanza a seconda che la corrente la percorra o meno, e purché sia in grado di immagazzinare energia sotto forma di campo magnetico.

L'energia e il campo magnetico

Sappiamo che quando la corrente aumenta nell'avvolgimento nonostante la f.e.m. opposta dovuta all'autoinduzione, esso preleva energia dalla batteria e la immagazzina nel suo campo magnetico; sappiamo pure che non appena il circuito viene aperto, il potenziale indotto ha

la medesima direzione della tensione originale applicata, ossia il campo magnetico stesso restituisce l'energia al circuito allo scopo di mantenere la corrente — quando quest'ultimo è aperto — nella medesima direzione.

Consideriamo ora il circuito della **figura 8 M.**

Quando il commutatore è chiuso, la corrente scorre attraverso la bobina, ma poniamo che la tensione sia troppo bassa per accendere la lampada.

Se si attua un tale circuito si può notare, tuttavia, che la lampada si illumina intensamente nell'istante in cui il circuito con l'interruttore viene aperto, il che indica che la rapida scomparsa del campo magnetico restituisce l'energia elettrica che era stata usata per crearlo e si ottiene, per breve tempo, l'accensione della lampadina.

Vedremo in seguito che quando una corrente sinusoidale attraversa un circuito costituito da induttanza pura, tutta la potenza assorbita da quest'ultima in una parte del ciclo di c.a. viene restituita durante la seconda parte del ciclo stesso, ed in tal modo il consumo medio di potenza è zero (vedi figura 6 M).

La f.e.m. opposta, o tensione di autoinduzione, dipende:

1) dalla induttanza della bobina;

2) dall'ammontare della variazione di corrente che essa subisce.

Si può perciò generare una altissima tensione provocando variazioni molto rapide di corrente in un circuito con notevole induttanza.

Nei comuni televisori si sfrutta appunto questo fenomeno, unitamente ad un andamento particolare della f.e.m., per generare una tensione molto alta (a volte oltre 18 000 volt) che è ivi necessaria.

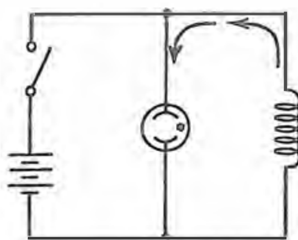


Fig. 8 M - La restituzione di energia effettuata dall'induttanza allorché il circuito viene aperto, provoca l'accensione temporanea della lampadina che a circuito chiuso non si illumina per una troppo bassa tensione.

Induttanze in serie ed in parallelo

Quando più induttanze (L_1, L_2 ed L_3) sono collegate in serie, l'induttanza totale, L_t, è data dalla somma delle induttanze individuali (**figura 9 M**).

Le singole induttanze si sommano in quanto ognuna per conto suo sempre si oppone alle variazioni della corrente che scorre nel circuito.

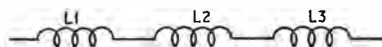


Fig. 9 M - L'induttanza totale di più induttanze collegate in serie (non accoppiate tra loro) è pari, come per le resistenze, alla somma delle singole induttanze (L1 + L2 + L3).

In altre parole, l'induttanza totale viene calcolata esattamente così come si procede per il valore di resistenze in serie:

$$L_t = L_1 + L_2 + L_3$$

Tuttavia, occorre avvertire che ciò corrisponde alla realtà soltanto nel caso in cui i singoli induttori siano sistemati in maniera tale che il campo magnetico di uno **non** si allacci a quello di un altro.

Vedremo più avanti che, nel caso in cui esista un accoppiamento induttivo è necessario tenere in considerazione il fattore **M** di mutua induzione.

Le induttanze in parallelo — sempreché anche in questo caso **non** vi sia il citato accoppiamento induttivo — vengono anch'esse computate come le resistenze (**figura 10 M**).

Essendo in parallelo si ha:

$$\frac{1}{L_t} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}$$

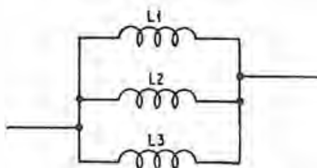


Fig. 10 M - L'induttanza totale di più induttanze collegate in parallelo (non accoppiate) si ricava dalla formula degli inversi
1 : L = (1 : L1) + (1 : L2) + (1 : L3).

Induttanze in serie vengono a volte usate nei circuiti di antenna dei trasmettitori e dei ricevitori: esse sono a volte regolabili, a mezzo prese intermedie, allo scopo di aumentare o di diminuire l'induttanza totale in serie con l'antenna. In tal modo quest'ultima può essere sintonizzata sulle varie frequenze impiegate. Tali tipi di bobine vengono denominate « bobine di carico ».

Induttanza mutua

Sappiamo già che è possibile indurre in un circuito una tensione ed una corrente muovendo un magnete permanente o calamita in modo tale che il campo magnetico mobile tagli il circuito stesso; vediamo ora come si produce in altro modo un campo magnetico mobile.

Se facciamo passare una c.a. in una bobina, il campo magnetico che la circonda continua ad espandersi o a contrarsi, seguendo le variazioni di ampiezza della tensione e di intensità della corrente. Questo è appunto un campo magnetico mobile.

Quando due bobine vengono poste vicine tra loro, in modo tale che il campo magnetico di una sia allacciato dalle spire dell'altra, esse sono accoppiate induttivamente; se una corrente alternata attraversa una delle due, il suo campo magnetico variabile taglia le spire dell'altra, inducendovi una tensione.

Tale fenomeno esprime il principio a noi già noto, anche se in modo sommario, del **trasformatore.**

La bobina che produce il primo campo magnetico è ciò che noi conosciamo col nome di **primario**, e quella in cui la tensione viene indotta è, come sappiamo pure, il **secondario.**

Entrambe le bobine infine, accoppiate mutualmente l'una all'altra, costituiscono un trasformatore.

L'avvolgimento secondario può avere il medesimo numero di spire del primario (rapporto 1 : 1), un numero maggiore rapporto in salita) o un numero minore (rapporto in discesa).

Come si può vedere nella **figura 11 M**, in un trasformatore con nucleo ad aria il flusso che si allaccia all'avvolgimento secondario è solo una parte di quello generato dal primario.

Quella parte di linee di flusso che non influenza le spire del secondario costituisce il « flusso disperso », il quale, non inducendo alcuna tensione nel secondario stesso, deve essere contenuto in questo caso, nel minimo possibile.

Tale risultato si può ottenere avvolgendo le due bobine su di un nucleo ferroso (figura 11 M). In tale tipo di trasformatore le linee magnetiche restano nel nucleo, e quasi tutte influenzano il secondario; ciò è dovuto al fatto che il ferro dolce ha una permeabilità maggiore dell'aria, ossia la sua resistenza alle linee del flusso è molto minore di quella offerta dall'aria.

Per questo motivo inoltre, una bobina con nucleo di materiale magnetico presenta una induttanza molto più elevata di una bobina eguale ma con nucleo ad aria.

Calcolo dell'induttanza mutua

La tensione indotta nel secondario di un trasformatore quando una data c.a. scorre nel primario, dipende da tre fattori: la posizione relativa delle bobine, il rispettivo numero di spire e la distanza tra le bobine stesse.

Tutti questi fattori determinano « l'induttanza mutua M » del circuito, **la quale è una misura dell'ammontare della tensione indotta nel secondario, per una data variazione di corrente nel primario.**

Se tutto il flusso di una bobina taglia le spire dell'altra, l'induttanza mutua raggiunge il suo massimo valore e le bobine sono dette strettamente accoppiate o ad « accoppiamento stretto »; se invece il flusso utile è solo una parte, l'induttanza mutua è minima e le bobine sono dette ad « accoppiamento lasco ».

L'induttanza mutua — come l'autoinduttanza — viene misurata in henry.

Quando una variazione di 1 ampère al secondo in un circuito induce una tensione di 1 volt in un altro, l'induttanza mutua tra i due circuiti è di 1 henry.

Il rapporto tra l'induttanza effettiva e quella massima che è possibile ottenere con i due avvolgimenti si chiama « coefficiente di accoppiamento k ».

Di conseguenza quando k è = 1, le bobine hanno il massimo di induzione mutua.

L'induttanza mutua di due bobine può essere espressa in funzione delle induttanze individuali e del coefficiente di accoppiamento:

$$M = k\sqrt{L_1 \times L_2}$$

Ad esempio, l'induttanza mutua di due bobine aventi entrambe una induttanza di 10 henry, con un coefficiente di accoppiamento di 0,8, è:

$M = k\sqrt{L_1 L_2}$ ossia $M = 0{,}8\ (10)$ da cui: $M = 8$

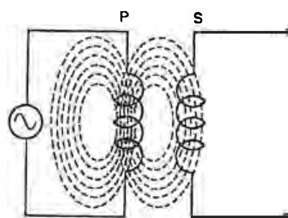
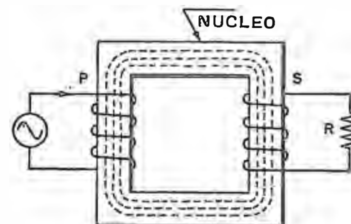


Fig. 11 M - In un trasformatore con nucleo ad aria, se la frequenza della corrente è bassa, solo una parte del flusso influenza il secondario: il resto è « flusso disperso ». Ma, se si impiega un nucleo ferroso le linee magnetiche restano nel nucleo e influenzano quasi tutte il secondario: evidentemente, il rendimento del trasformatore ne è accresciuto.



Se due bobine sono collegate in serie senza che vi sia accoppiamento tra loro, come abbiamo detto, l'induttanza totale è eguale alla somma delle induttanze; tuttavia, se l'accoppiamento esiste, l'induttanza totale aumenta o diminuisce in quanto l'induzione mutua può sommarsi o sottrarsi all'autoinduttanza di entrambe.

Se due induttanze con induzione mutua sono collegate in serie in modo che i due campi magnetici risultino **nel medesimo senso**, si ha:

$$L_t = L_1 + L_2 + 2M$$

Tale sistemazione delle bobine si chiama « collegamento favorevole in serie » (**figura 12 M**).

L'induttanza totale è costituita da:

1) l'autoinduttanza delle bobine 1 e 2, e da

2) dalla mutua induttanza creata dal fatto che il campo della bobina 1 taglia la bobina 2, nonché dalla mutua induttanza dovuta al fatto che il campo della bobina 2 taglia la bobina 1.

Se invece le due bobine sono collegate in serie in modo che le correnti scorrano **in senso opposto**, i campi magnetici si oppongono analogamente, e l'induttanza totale L_t sarà data da:

$$L_t = L_1 + L_2 - 2M$$

Tale sistemazione delle bobine si chiama « collegamento sfavorevole in serie » (**figura 13 M**).

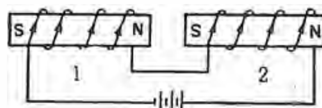


Fig. 12 M - Collegando due bobine in serie e accoppiandole in modo che il flusso risulti nel medesimo senso, l'induttanza totale viene ad essere la somma delle due induttanze, più due volte il fattore di induttanza mutua « M ». La disposizione è detta « collegamento favorevole in serie ».

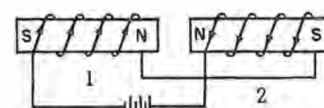


Fig. 13 M - Se le bobine poste in serie ed accoppiate sono collegate in maniera che il flusso risulti in senso opposto, l'induttanza totale è pari alla somma delle induttanze singole meno due volte il fattore di induttanza mutua « M ». Il collegamento è detto « collegamento sfavorevole in serie ».

Sappiamo che l'autoinduttanza di una bobina si oppone a qualsiasi variazione della corrente che la percorre.

Appena l'interruttore del circuito di figura 7 M viene chiuso, la corrente non raggiunge immediatamente il suo valore massimo, né scende immediatamente a zero appena viene aperto: si dice quindi che **in un circuito induttivo**, la corrente segue la tensione con un certo ritardo ossia **la tensione precede la corrente.**

Poiché tensione e corrente non sono al massimo valore contemporaneamente, si dice che sono **sfasate.**

Prima di procedere oltre, è necessario rivedere quanto è stato detto a proposito della generazione di corrente alternata, della differenza di fase, del comportamento dimensionale delle tensioni e delle correnti.

La corrente alternata

La tensione (o la corrente) alternata — come ben sappiamo — inverte la propria direzione periodicamente, ossia parte da zero in una direzione, raggiunge il massimo valore positivo, ricade a zero e ripete il ciclo in senso negativo.

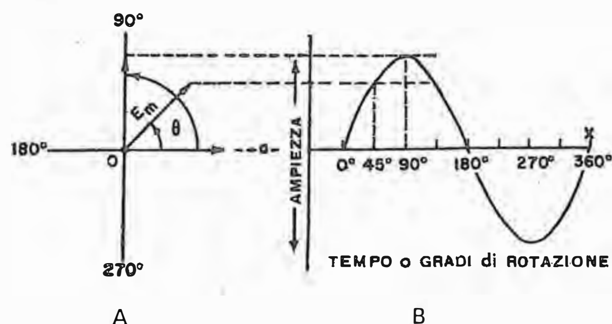


Fig. 14 M - Rappresentazione vettoriale (in A) e con curva sinusoidale (in B), della corrente alternata. In A è raffigurato il vettore rotante solo durante il primo quarto di periodo.

Tale sequenza può essere compresa meglio, osservando la **figura 14 M** che ci è nota. La tensione alternata è rappresentata dalla linea sinusoidale per il tempo di 1 ciclo (360°), ed è indicata anche dal vettore « Em » sul diagramma vettoriale che è a fianco, a sinistra.

Un vettore indica una quantità che, oltre ad avere una dimensione, ha anche una direzione; la lunghezza del vettore stesso indica la massima ampiezza della tensione.

Se si fa ruotare il vettore con velocità costante per 360° in senso antiorario, la sua proiezione sull'asse verticale rappresenta i valori istantanei della tensione.

L'angolo presente tra il raggio orizzontale « Oa » ed il vettore rotante « Em » si chiama **angolo di fase.**

Esso viene rappresentato dalla lettera greca θ.

La proiezione del vettore sull'asse verticale — ossia, la lunghezza della perpendicolare tesa tra l'estremità del vettore stesso e l'asse orizzontale del grafico (vale a dire l'ascissa) — rappresenta il valore istantaneo **e** della tensione in quel dato istante del ciclo.

Tale tensione istantanea è l'altezza di un triangolo rettangolo di cui il vettore « Em » è l'ipotenusa, e l'asse orizzontale del grafico la base.

Perciò il valore istantaneo **e** è eguale a E_{max} volte il seno di θ.

Abbiamo quindi, esprimendo in forma analitica:

$$e = E_{max} \text{ sen } \theta$$

La figura 14 M mostra il vettore rotante in tre posizioni durante il primo quarto del periodo.

Le linee orizzontali sono tese verso destra a partire dall'estremità di E_{max}, mentre quelle verticali sono tese verso l'alto a partire dalla scala orizzontale del tempo relativa alla figura della sinusoide.

Se si segnasse in tal modo una linea per ogni grado dell'intero ciclo, e se si collegassero tutti i punti in cui le linee tratteggiate si incontrano, si otterrebbe la curva mostrata in figura 14 M, ossia una curva o onda sinusoidale. Questo è il motivo per cui un'onda sinusoidale può essere rappresentata, con identico significato, da un vettore rotante.

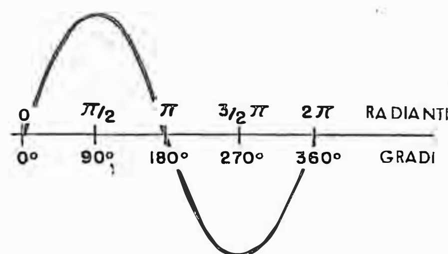


Fig. 15 M - L'onda sinusoidale può essere espressa in « gradi » così come abbiamo visto nella figura a fianco, oppure in « radianti » (360° o 2π radianti, per un intero ciclo).

È importante notare che un ciclo completo corrisponde ad una rotazione intera del vettore. Pertanto, la frequenza corrisponde alla velocità angolare del vettore stesso.

A volte si vedrà infatti, che la frequenza di un'onda sinusoidale (o la velocità angolare del vettore rotante equivalente) è espressa in **radianti al secondo** invece che in cicli al secondo o hertz.

Poiché 360° equivalgono a 2 π radianti, si potranno vedere onde sinusoidali espresse in radianti oppure in gradi, come è chiaramente illustrato in **figura 15 M.**

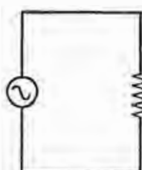
Reattanza induttiva

Corrente e tensione in fase

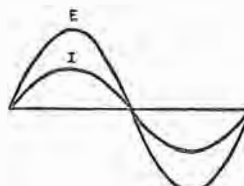
In un circuito a c.a. contenente resistenze pure (**figura 16 M**), la tensione e la corrente sono sempre in fase.

La forma d'onda di tensione e corrente in

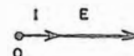
Fig. 16 M - In un circuito con sola e pura resistenza (figura A), la tensione « E » e la corrente « I » sono sempre in fase (figura B). Anche il diagramma vettoriale (figura C) mostra tale situazione: i bracci di tensione e corrente sono, come si vede, in fase, vale a dire aumentano e diminuiscono contemporaneamente, e sono in una identica direzione.



A



B



C

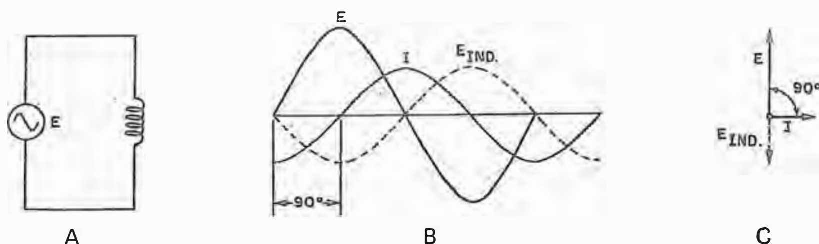


Fig. 17 M - In un circuito con induttanza (A), la tensione « E» precede la corrente « I » (B); se si trattasse di induttanza pura la differenza sarebbe di un quarto di ciclo, ossia 90°. Nel diagramma vettoriale (C) è evidente tale sfasamento tra i due bracci. Nella realtà, data la presenza del fattore resistenza, lo sfasamento è sempre inferiore a 90°.

fase è illustrata in B della figura. Il diagramma vettoriale (in C) mostra che i bracci di tensione e di corrente del vettore rotante sono sempre in fase, ossia aumentano e diminuiscono contemporaneamente e raggiungono insieme i valori di massimo e minimo.

Secondo l'uso, il vettore della corrente viene disegnato orizzontalmente in quanto il suo valore effettivo è costante in tutti i punti del circuito.

Per questo motivo esso è usato come vettore di riferimento.

Relazione di fase nei circuiti induttivi

Dal momento che in un circuito a c.a. la corrente subisce continue variazioni, in un'induttanza essa produce sempre un potenziale indotto che si oppone alle variazioni.

Se si applica ai capi di una bobina una tensione in aumento, la corrente tende ad aumentare; la f.e.m. opposta tende a contrastare tale aumento. Per questo « in una bobina la corrente aumenta **dopo** l'avvenuto aumento della tensione ».

Analogamente, quando la corrente diminuisce, la f.e.m. opposta indotta fa in modo che « la corrente stessa diminuisca **in ritardo** rispetto alla diminuzione della tensione ».

Da ciò si deduce che, come abbiamo detto nel capitolo precedente, in un circuito induttivo la corrente è in ritardo rispetto alla tensione.

Se il circuito contenesse solo induttanza pura (**figura 17 M**), la corrente ritarderebbe di un quarto di ciclo, ossia 90°, rispetto alla tensione, come illustrato in B della figura stessa ed in **figura 18 M**.

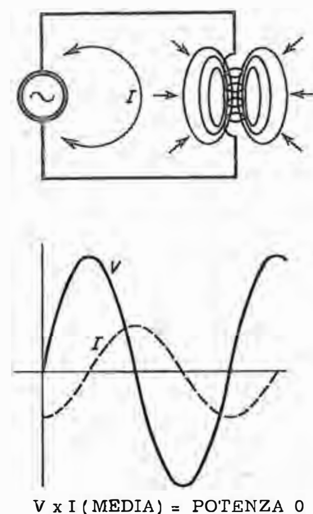


Fig. 18 M - Se si applica ad una induttanza (priva di resistenza) una tensione alternata, la corrente cresce e diminuisce alternativamente, e così pure il campo magnetico. La corrente (I) è sempre in ritardo rispetto alla tensione (V) e la potenza media in tali condizioni è pari a 0.

Notare che la f.e.m. opposta ($E_{indotta}$) si oppone costantemente alla tensione applicata (E).

La corrente che percorre l'induttore non può raggiungere la tensione a causa della f.e.m. opposta. L'ampiezza di quest'ultima dipende dall'ammontare dell'induttanza del circuito e dal ritmo di variazione della corrente.

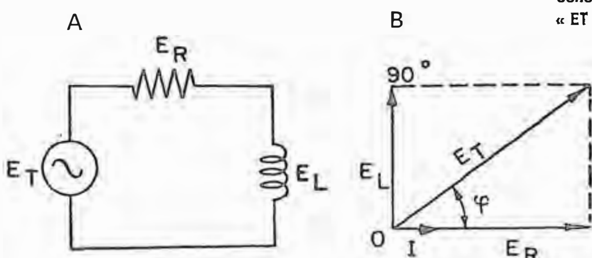


Fig. 19 M - In un circuito con resistenza ed induttanza in serie (A) si devono sommare vettorialmente la tensione ai capi di R (che è in fase con la corrente) e la tensione ai capi di L (che è sfasata di 90°) per conoscere la tensione risultante « ET » (B).

La figura 17 M mostra in C i vettori E ed I sfasati reciprocamente di 90°.

Il vettore E è a 90° ed I è a 0°. (La corrente I, è espressa sull'angolo di riferimento 0° poiché, trattandosi di un circuito in serie, la corrente è eguale in ogni punto).

In realtà il circuito della figura 17 M e 18 M è immaginario poiché ogni induttore ha una certa resistenza che si trova in serie all'induttanza, per cui lo sfasamento tra tensione e corrente è sempre inferiore a 90°.

Tuttavia, le figure sono utili per esprimere le relazioni di fase in un circuito induttivo teoricamente puro, ossia privo di resistenza.

Abbiamo già visto che l'opposizione offerta da un avvolgimento al passaggio di corrente alternata si chiama **reattanza induttiva** e che, come la resistenza, viene misurata in ohm. Essa è indicata χ_l.

La corrente che scorre nel circuito della figura 17 M può essere determinata dalla equazione:

$$I = E : X_l$$

Si noti che tale equazione è analoga a quella della legge di ohm, ad eccezione del fatto che in luogo della resistenza si usa la reattanza.

L'ammontare della reattanza induttiva è proporzionale sia all'induttanza dell'avvolgimento, sia alla frequenza della corrente.

L'equazione matematica che la esprime è:

$$X_l = 2 \pi F L = \omega L$$

nella quale F è la frequenza in hertz, L l'induttanza in henry, e ω la lettera greca usata come simbolo per indicare il fattore $2\pi F$.

Tale grandezza prende normalmente il nome di « pulsazione ».

La reattanza aumenta con l'aumentare della frequenza in quanto un aumento di quest'ultima corrisponde ad un maggior numero di variazioni di corrente nell'unità di tempo, dalle quali dipende, a sua volta, la f.e.m. opposta.

Induttanza e resistenza in serie

Consideriamo ora un circuito a c.a., in serie, contenente sia resistenza che induttanza (**figura 19 M**).

Ricordiamo che in un circuito in serie la corrente è eguale in tutti i punti. Pertanto, la corrente è eguale sia nella resistenza che nell'induttore.

Tuttavia, la tensione presente ai capi della resistenza è in fase con la corrente, mentre quella presente ai capi della bobina è fuori di 90° (in anticipo), per cui le cadute di tensione ai capi di entrambe sono reciprocamente sfasate di 90°, come illustrato appunto in figura.

Per determinare la tensione fornita dalla sorgente è necessario sommare le due tensioni vettorialmente a causa di detto sfasamento.

La caduta IR ai capi della resistenza è espressa in fase con la corrente vettore a 0°.

La caduta ai capi della bobina, E_L, è espressa a 90° nel campo positivo (un quarto di periodo in senso antiorario) il che indica che essa è in anticipo di 90° rispetto alla corrente.

Costruendo un parallelogramma come illustrato, si forma un triangolo rettangolo avente E_R come base, E_L come altezza, ed E_T, diagonale del parallelogramma, come ipotenusa.

La tensione totale risultante viene determinata dall'equazione seguente (derivata dal noto teorema di Pitagora sul triangolo rettangolo):

$$E_T = \sqrt{E_R^2 + E_L^2}$$

L'angolo θ rappresenta la differenza di fase tra la tensione applicata, E_T, e la corrente del circuito.

In un circuito contenente sia resistenza che reattanza induttiva, esso rappresenta l'angolo di ritardo, cioè il numero dei gradi di ritardo della corrente rispetto alla tensione.

Più avanti vedremo che, in un circuito capacitivo, θ rappresenta un angolo di anticipo, ossia l'angolo col quale la corrente è in anticipo (anziché in ritardo come avviene con l'induttanza) rispetto alla tensione.

Conoscendo E_R ed E_L, è possibile determinare θ mediante la trigonometria, come segue:

$$t_g\,\theta = \frac{\text{lato opposto}}{\text{lato adiacente}} = \frac{E_L}{E_R}$$

Una volta trovato il valore di $t_g\,\theta$ si può trovare il valore dell'angolo con l'uso della tabella alla voce « tangenti ».

Impedenza

Poiché qualsiasi bobina ha una sua resistenza, l'opposizione totale al passaggio della corrente in ogni circuito induttivo è una combinazione tra la resistenza e la reattanza induttiva.

Entrambe queste opposizioni costituiscono l'opposizione totale o **impedenza** del circuito induttivo.

L'impedenza è rappresentata dal simbolo **Z** e viene espressa in ohm.

Gli effetti reattivi e resistivi non possono essere sommati aritmeticamente in quanto, come abbiamo testé visto, sono sfasati tra loro, per cui la somma deve essere calcolata vettorialmente.

Sebbene sia la resistenza che la reattanza induttiva siano quantità e non vettori, i loro effetti possono essere espressi sotto forma di vettori.

Il motivo risiede nel fatto che essi rappresentano cadute di tensioni quando vengono moltiplicati per la corrente che scorre nel circuito. Essendo quest'ultima, I, comune ad entrambi, la si trascura, e sia X_L che R vengono espresse in un diagramma vettoriale ma senza frecce.

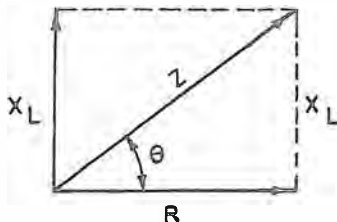


Fig. 20 M - Gli effetti della resistenza e della « reattanza induttiva » possono essere espressi sotto forma di vettori; si ottiene il triangolo dell'impedenza ossia dell'opposizione complessiva alla corrente.

La **figura 20 M** illustra il triangolo dell'impedenza.

R è in fase con la corrente, ed X_L costituisce l'altezza del triangolo rettangolo.

L'impedenza è rappresentata dalla ipotenusa. Per cui:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Notare che l'angolo di fase di un circuito induttivo è un angolo positivo compreso tra 0 e 90°.

Poiché l'impedenza di un circuito rappresenta l'opposizione totale al passaggio della corrente, le relazioni tra tensione e corrente possono essere stabilite semplicemente dall'equazione:

$$I = E : Z$$

nella quale I è la corrente in ampère, E è la f.e.m. applicata, e Z è l'impedenza in ohm.

Induttanza e resistenza in parallelo

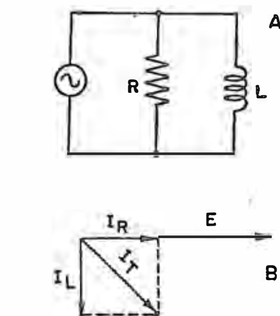


Fig. 21 M - Se resistenza ed induttanza sono in parallelo (A) si ha come riferimento orizzontale del diagramma vettoriale (B) la tensione, in quanto essa è la stessa ai capi di ogni ramo del circuito. Il diagramma è relativo alla corrente « I » e dimostra il ritardo di 90° della corrente « IL » rispetto alla tensione « E », nonché la risultante « IT ».

Come avviene nei circuiti a c.c., la tensione presente ai capi di ogni ramo di un circuito in parallelo a c.a. è la medesima.

Perciò, in un circuito in parallelo la tensione applicata costituisce il riferimento orizzontale per un diagramma vettoriale, e le correnti sono rappresentate in senso orario o antiorario rispetto alla tensione.

La **figura 21 M** mostra un esempio di circuito contenente resistenza ed induttanza in parallelo. La sezione in basso della figura, rappresenta un diagramma vettoriale delle correnti che percorrono tale circuito.

Il tratto che rappresenta la corrente che attraversa la resistenza, I_R, giace lungo il vettore della tensione, E, in quanto è in fase. La corrente che scorre attraverso l'induttanza, I_L, è rappresentata a 90° in senso orario in quanto è in ritardo di 90° rispetto alla tensione.

Si forma un triangolo rettangolo avente I_T come ipotenusa, e quindi si ha:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + I_L^2}$$

L'impedenza del circuito è determinata dalla seguente equazione:

$$Z = E : I_T$$

A questo punto effettuiamo un'analisi completa dello stesso circuito in parallelo ma riferendoci alla **figura 22 M**, ove abbiamo supposto R di 5000 ohm, L di 5 henry, e l'uscita del generatore di 1000 volt, a 200 hertz.

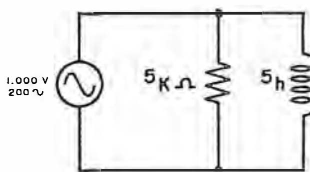


Fig. 22 M - Il circuito della figura di cui sopra è qui preso, come esempio, con determinati valori, onde poter fare un calcolo per ricavare il valore di « XL », reattanza induttiva.

Supponiamo di voler trovare X_L ed FP (fattore di potenza). Soluzione per X_L:

$$X_L = 2\,\pi\,FL$$

$$X_L = 2 \times 3{,}14 \times 200 \times 5 = 6280 \text{ ohm}$$

È possibile convertire la formula polare dell'impedenza totale nelle sue coordinate rettangolari.

Il risultato dà valori di R e di X_L, che, se collegati in serie all'alternatore (generatore della corrente), fanno in modo che quest'ultimo abbia il medesimo carico effettivo.

Tale equivalenza di R e di X_L è nota come « circuito in serie equivalente » di un circuito parallelo.

La potenza nei circuiti induttivi

La **figura 23 M** mostra l'andamento della tensione e della corrente alternata ai capi di una induttanza pura e corrisponde perciò alle curve simili già viste in figura 17 e 18 M.

È evidente che la corrente ritarda rispetto alla tensione di 90°.

La curva che rappresenta la potenza viene tracciata moltiplicando i valori istantanei della tensione e della corrente. Ogni volta che la tensione o la corrente assume il valore zero, come nei punti O, P, Q, R, e S sull'asse delle ascisse, la potenza è anch'essa eguale a zero.

Nel tratto compreso fra i punti O e P la corrente varia per valori negativi, mentre la tensione varia per valori positivi, conseguentemente il loro prodotto fornisce un valore negativo della potenza.

Fra i punti P e Q, invece, sia la tensione che la corrente variano con andamento positivo per cui la potenza in questo tratto assume un valore positivo.

I periodi di potenza positiva rappresentano il tempo durante il quale l'induttanza preleva energia dal circuito elettrico cui è collegata dando luogo alla formazione del campo magnetico ad essa associato.

I tratti a potenza negativa, invece, rappresentano i periodi in cui il campo magnetico si « contrae » restituendo energia al circuito.

È dunque evidente che la potenza media durante un ciclo completo è zero, vale a dire in una induttanza pura non viene dissipata alcuna potenza. La potenza che viene prelevata dalla sorgente in un quarto di ciclo viene restituita alla sorgente nel quarto successivo.

Potenza reale e potenza apparente

Quando in un circuito le variazioni di corrente non sono esattamente sfasate di 90° rispetto alle variazioni di tensione — come capita in pratica in un circuito contenente sia una resistenza ohmica che una induttanza — la curva che rappresenta la potenza si traccia analogamente a quanto abbiamo visto precedentemente e cioè moltiplicando i valori istantanei di corrente e di tensione.

Tuttavia, nel caso che stiamo esaminando, la curva che rappresenta la potenza delimita uno sviluppo maggiore nella parte superiore dell'asse delle ascisse poiché un elemento reattivo contiene una certa entità di resistenza ed è appunto in essa che viene spesa una quantità precisa di potenza media.

La **figura 24 M** rappresenta l'andamento dei parametri elettrici di un circuito contenente induttanza e resistenza, ove la corrente ritarda rispetto alla tensione di un angolo θ.

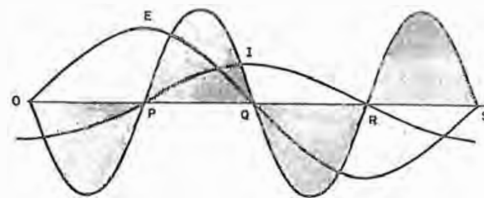


Fig. 23 M - Rappresentazione grafica della tensione, della corrente e della potenza in una induttanza pura percorsa da corrente alternata. Si noti che la corrente ritarda rispetto alla tensione, esattamente di 90°. La curva della potenza (P) si traccia moltiplicando i valori istantanei della tensione e della corrente.

Il risultato del prodotto fra una tensione efficace ed una corrente efficace ai capi di una resistenza pura è noto come **potenza reale** e si misura in watt.

In un circuito contenente una reattanza e percorso da corrente alternata tuttavia, la potenza reale non può essere eguale al prodotto di E e di I poiché queste ultime sono sfasate di un certo angolo. Inoltre, come abbiamo precedentemente affermato, la corrente che fluisce attraverso una reattanza pura non causa una perdita di potenza. Dunque, in un circuito contenente una reattanza il prodotto di E per I prende il nome di **potenza apparente** e viene misurato in volt/ampère.

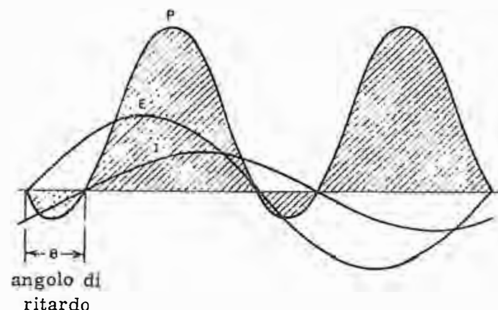


Fig. 24 M - Andamento delle variazioni dei parametri elettrici (tensione, corrente e potenza) di un circuito contenente induttanza e resistenza ohmica, ove la corrente ritarda rispetto alla tensione di un angolo θ. (angolo di ritardo).

La potenza reale, che è la potenza effettivamente fornita al circuito, dipende soltanto dalla resistenza e dalla corrente.

Il fattore di potenza

Con riferimento al triangolo dell'impedenza illustrato in figura 20 M, il rapporto di R su Z equivale al coseno di θ.

La potenza reale è dunque eguale alla potenza apparente EI moltiplicata il coseno di θ ($P_R = P_A \cos \theta$), ove il coseno di θ si definisce « fattore di potenza ».

Si noti che:

$$\text{Fattore di potenza} = \cos \theta = \frac{\text{potenza reale}}{\text{potenza apparente}}$$

Il valore del coseno θ viene talvolta moltiplicato per 100, vale a dire, viene espresso in percentuale.

Esso viene detto fattore di potenza del circuito poiché rappresenta il fattore per il quale bisogna moltiplicare la potenza apparente per valutare la potenza reale.

Le induttanze nella pratica

Osserveremo ora le induttanze dal punto di vista pratico; vale a dire nelle loro caratteristiche di struttura, nel loro aspetto, nel loro progetto, nonché nei loro vari sistemi costruttivi.

Intendiamo approfondire con ciò le cognizioni del lettore fino al punto di metterlo in grado, prima, di calcolare teoricamente, con sufficiente approssimazione, una induttanza, o una serie di induttanze, e, dopo, di realizzare le stesse anche se — occorre dirlo — nella pratica si ricorre quasi sempre a induttanze prefabbricate già disponibili in commercio.

Inoltre, se così non è, i dati costruttivi vengono sempre esposti da chi presenta su una rivista o su un libro una descrizione che implichi la costruzione di una bobina di induttanza.

Iniziamo con una esposizione preliminare delle leggi, dei fenomeni e dei fattori che influenzano in modo notevole i criteri e i dati costruttivi.

Perdite negli induttori

L'effetto pellicolare

Come abbiamo visto precedentemente, la corrente continua si distribuisce in maniera uniforme attraverso la superficie della sezione trasversale di un conduttore, per cui la resistenza ohmica — ossia la resistenza alla c.c. — è direttamente proporzionale alla resistenza specifica ed alla lunghezza, ed inversamente proporzionale alla superficie della sezione stessa.

Diversamente, la corrente alternata che scorre in un conduttore incontra un secondo tipo di resistenza (che non deve essere confusa con la reattanza), determinata dalle correnti parassite e dall'**effetto pellicolare.**

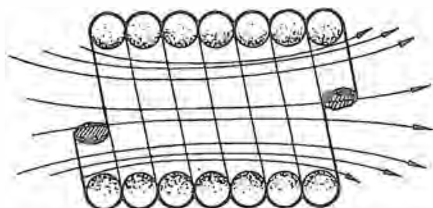




Fig. 25 M - Nei conduttori percorsi da corrente alternata, la corrente tende a fluire tutta sulla superficie esterna, così come si accenna qui sopra in un conduttore visto in sezione; è l'«effetto pellicolare», che, naturalmente, si verifica anche nell'avvolgimento delle induttanze (a lato).

L'effetto pellicolare — detto anche « effetto Joule » dal nome del fisico che lo scoprì — consiste nel fatto che la corrente alternata **tende a percorrere la superficie esterna del conduttore**, evitando di passare per la parte centrale.

In altre parole, un conduttore percorso da corrente alternata potrebbe avere una sezione tubolare invece che piena, in quanto il metallo costituente la parte centrale, e che non è presente nella sezione tubolare, non viene percorso dalla corrente, e non contribuisce al passaggio della stessa.

Ne deriva che la resistenza ohmica opposta da detto conduttore non può più essere calcolata solo in base alla sua resistenza specifica, bensì anche e soprattutto, in base alla frequenza della corrente alternata stessa.

Ciò è una conseguenza del fatto che l'effetto pellicolare si manifesta in modo tanto più pronunciato quanto maggiore è la frequenza.

Questo è il motivo per cui alcune induttanze — destinate a funzionare con correnti notevoli e frequenze molto elevate — sono realizzate con un vero e proprio tubo di rame, esternamente ricoperto di argento.

In questo caso il tubo fa a sua volta da supporto e partecipa in realtà in maniera limitata al funzionamento, perché le correnti scorrono per lo più nello strato di argento depositato sulla superficie esterna del conduttore.

Un secondo sistema atto ad ovviare all'inconveniente delle correnti Joule, e che si è dimostrato di tale utilità da essere utilizzato per la fabbricazione della maggior parte delle induttanze nell'industria elettronica, consiste nel realizzare la sezione totale necessaria del filo, non con un conduttore unico, bensì con numerosi conduttori affiancati e isolati tra loro, aventi una sezione tale che la somma di tutte le loro sezioni corrisponda al valore necessario per una data applicazione.

Il filo così costituito prende il nome di **filo Litz.**

Esso si presenta come un comune conduttore in rame smaltato, ricoperto ulteriormente di seta o di cotone, avente però evidentemente una flessibilità molto maggiore di quella di un conduttore di rame singolo di analoga sezione. Togliendo un po' del rivestimento esterno, si potrà notare che la parte metallica è costituita da molti conduttori, generalmente in numero variabile da 10 a 40, ciascuno dei quali ha una sezione minima, anch'essa variabile da 0,03 a 0,06 mm, e tutti ricoperti di smalto onde evitare il diretto contatto reciproco.

Questo tipo di filo viene individuato nelle diverse combinazioni di conduttori secondo le quali è posto in commercio, appunto con denominazioni come $20 \times 0{,}04$, $25 \times 0{,}03$ ecc. che stanno ad indicare rispettivamente il numero e la sezione dei fili componenti.

Il funzionamento del filo Litz è del tutto intuitivo: ognuno dei componenti si comporta come un singolo conduttore costituente una induttanza.

Tutte le induttanze così costituite, dal momento che i rispettivi terminali sono saldati insieme, risultano collegate in parallelo e strettamente accoppiate dal punto di vista induttivo, per cui, in pratica, formano una sola induttanza.

In realtà l'effetto pellicolare si manifesta in ciascuna di esse però, sommando le superfici « esterne » di ogni singolo conduttore percorso dalla corrente, si ottiene un valore notevolmente superiore a quello di un conduttore singolo di sezione analoga; tutto ciò consente infatti di ottenere una minore resistenza ohmica — e quindi un rendimento più elevato — senza variare eccessivamente le dimensioni.

Una delle difficoltà che si manifestano nell'uso del filo Litz consiste nella saldatura dei suoi capi terminali.

Onde poter sfruttare completamente le caratteristiche di questo conduttore, è assolutamente indispensabile che **tutti** i suoi fili componenti vengano accuratamente saldati insieme ad ogni capo dell'induttanza; l'esclusione di uno solo di essi può essere causa di un risultato completamente diverso e inferiore a quello previsto.

Nei casi in cui il filo è composto da conduttori da 0,03 mm, ad esempio, non è facile privarli dello smalto uno alla volta e poi saldarli senza romperli; sono stati escogitati vari sistemi più pratici e veloci che non l'operazione fatta a mano per ogni singolo conduttore.

Uno dei sistemi più semplici consiste nel rendere incandescente l'estremità del conduttore e nell'immergerlo immediatamente dopo in alcool, prima che si raffreddi. In tal modo i rivestimenti di smalto vengono distrutti, ed il filo si presenta sufficientemente pulito per essere saldato.

Questo metodo offre però l'inconveniente della probabile rottura e fusione di qualche conduttore, per cui l'operazione deve essere effettuata con la massima cura, ed il risultato può essere considerato abbastanza sicuro solo dopo che l'operatore ha acquistato una pratica notevole.

Un secondo sistema consiste nell'uso di speciali sostanze acide, disponibili in commercio, nelle quali viene immerso il terminale da saldare dopo essere stato privató del rivestimento di seta o cotone. I vari conduttori vengono aperti a ventaglio, ed immersi nella sostanza, la quale, dopo pochi minuti, stacca completamente il rivestimento di smalto che può così essere asportato mediante un panno asciutto. Questo sistema è il più pratico e quello che dà maggiori garanzie di successo ad un principiante.

Le correnti « parassite » precedentemente citate, non sono che deboli correnti indotte nel conduttore ad opera della corrente originale e sono in opposizione di fase con quest'ultima.

Esse costituiscono quindi una perdita di potenza e, in effetti, possono essere considerate come una resistenza posta in serie al circuito. In particolare, allorché si tratta di induttanze avvolte su nuclei di materiale magnetico, le correnti inducono altre correnti parassite in questo materiale; questo è il motivo per cui detti nuclei sono spesso costituiti da lamierini sottili ed isolati tra loro mediante strati di carta o di ossido che impediscono la circolazione delle correnti indotte. Vediamo meglio questo fenomeno.

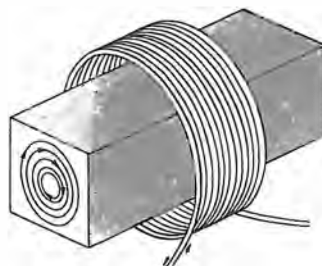
Le correnti di Foucault

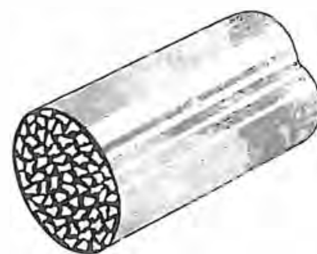
Sappiamo che quando una bobina di induttanza viene percorsa da una corrente alternata, si sviluppa in essa un campo magnetico variabile.

Sappiamo anche che, se nel raggio d'azione del campo suddetto si trova un qualsiasi conduttore le variazioni del campo magnetico dovute alla corrente alternata che circola nella bobina precedentemente citata, fanno apparire ai capi del predetto conduttore, per il fenomeno di induzione, una forza elettromotrice indotta.

Ciò premesso, se la bobina di induttanza di cui abbiamo parlato reca un nucleo di ferro, è chiaro che per il fenomeno richiamato si origineranno entro questo nucleo delle tensioni indotte e quindi per conseguenza, delle correnti indotte.

Fig. 26 M - Le rapide variazioni del campo magnetico associato ad una bobina percorsa da corrente alternata e dotata di un nucleo di ferro, producono in quest'ultimo delle correnti vorticose dette correnti di Foucault. Se però il nucleo ha una struttura granulare costituita da un agglomerato di particelle di ferro isolate fra di loro (figura a lato) la bobina ha molto meno perdite conseguenti la causa suddetta.





Le rapide variazioni del campo magnetico associato alla bobina producono quindi nel nucleo delle correnti vorticose che prendono il nome di « correnti di Foucault » (vedi **figura 26 M**).

Dette correnti, fluendo attraverso la resistenza opposta dal nucleo di ferro, danno luogo ad una sensibile perdita energetica.

Per limitare quanto più possibile la presenza di queste correnti e gli effetti ad esse conseguenti, i nuclei in ferro degli induttori (come vedremo in dettaglio trattando dei trasformatori e delle bobine di Bassa Frequenza) vengono realizzati in forma lamellare, provvedendo ad isolare una dall'altra tutte le lamelle che, strette insieme, danno luogo al nucleo vero e proprio.

Nel caso di bobine per frequenza più alta, il nucleo eventualmente presente, viene formato, come diremo ancora nei paragrafi seguenti, con un agglomerato di polvere di ferro tenuta insieme da un apposito legante (**figura 27 M**).

Si noti che anche in questo caso i granelli ferromagnetici che compongono la struttura del nucleo sono rivestiti di una apposita sostanza



Fig. 27 M - Per i nuclei di avvolgimenti funzionanti con frequenza oltre i 10 000 Hz si adottano — onde evitare le perdite Foucault — le « ferriti », materiali ad alta permeabilità. Un vasto impiego di questi nuclei si ha in diversi componenti per televisione, funzionanti a 15 000 Hz circa.

che provvede ad isolarli elettricamente l'uno dall'altro.

La struttura interna di un nucleo di questo tipo è illustrata anch'essa in figura 26 M.

Le perdite nel rame

Le bobine di induttanza essendo normalmente realizzate con filo di rame, possiedono una resistenza ohmica propria ben definita.

La corrente che circola nella bobina provocherà quindi nella resistenza del filo una perdita di energia per effetto Joule pari a I^2R.

Nel progetto di bobine per qualsiasi impiego, dovrà quindi essere norma generale quella di scegliere un filo per l'avvolgimento, di sezione quanto più grande possibile al fine di mantenere entro valori non troppo elevati il valore della resistenza ohmica totale dell'avvolgimento.

Tuttavia, è evidente che un filo conduttore di grande sezione occupa uno spazio superiore, per cui l'ingombro dell'avvolgimento sarà in tal caso assai più notevole. Una considerazione di carattere pratico è quella di cercar sempre la migliore situazione di compromesso fra le due suddette proprietà contraddittorie.

Richiameremo ora altre perdite tipiche delle bobine di induttanza che tuttavia presentano una importanza inferiore rispetto a quelle precedentemente esaminate, per lo meno da un punto di vista generale.

Ricordiamo già da ora che avremo occasione di ritornare più diffusamente su tali fenomeni.

Perdite dielettriche. Sebbene questo tipo di perdita sia più caratteristico — come vedremo in una apposita lezione — degli elementi capacitivi, esso caratterizza tuttavia anche la differenza di comportamento di un conduttore o meglio di un avvolgimento, quando sia rispettivamente percorso da corrente alternata invece che da corrente continua.

Viene infatti definita come perdita dielettrica quella perdita di energia che si manifesta quando un materiale o un elemento isolante viene posto in un campo elettrostatico, in altre parole quando ad esso si applica una f.e.m.

Le cosiddette correnti di dispersione che si manifestano attraverso numerosi materiali isolanti sono un tipico esempio di perdita dielettrica.

Effetto corona. La perdita per effetto corona ha luogo quando il potenziale presente fra due punti qualsiasi viene aumentato ad un valore tale per cui l'aria compresa fra i punti suddetti diventa sede di un fenomeno di ionizzazione.

Questa perdita rappresenta l'energia che viene spesa per dar luogo alla ionizzazione dell'aria.

Perdite per radiazione. Tale tipo di perdita è il risultato dell'irradiazione di energia sotto forma di onde elettromagnetiche da parte di un qualsiasi circuito percorso da corrente alternata (ed in particolare da parte delle bobine di induttanza).

Sebbene perdite energetiche di questa natura possano essere ritenute trascurabili per correnti alternate a Bassa Frequenza (ciò non toglie che possano provocare fenomeni di disturbo ad altri circuiti) esse assumono un notevole peso per correnti ad Alta Frequenza.

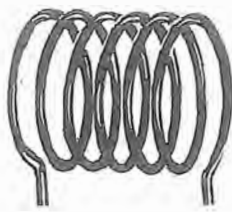


Fig. 28 M - Tipo di induttanza a solenoide, per onde corte. È caratterizzato da minima perdita in quanto il conduttore è avvolto « in aria »; a volte viene saldato direttamente ai componenti ai quali deve essere collegato.



Fig. 29 M - Quando occorrono molte spire si adotta un supporto e, se il conduttore è isolato, si possono avvolgere le spire anche affiancate, a contatto tra loro.





Fig. 30 M - Avvolgimento a spire spaziate su supporto poligonale.



Fig. 31 M - Supporto in bachelite stampata (a volte, anche in ceramica) che consente di realizzare bobine per onde corte con nucleo magnetico.

Tipi di induttanze

Innanzitutto le induttanze possono essere distinte in **fisse** e **variabili.**

Le prime hanno un valore determinato dalle caratteristiche costruttive che sono stabili sotto ogni aspetto; le seconde hanno invece un valore induttivo che può essere variato in diversi modi.

Un'altra suddivisione che permette di distinguere le induttanze tra loro è quella riferita al nucleo.

Esistono infatti induttanze con nucleo cosiddetto **ad aria** in quanto sono avvolte su un supporto di materiale isolante internamente vuoto oppure, allorché la rigidità del conduttore lo permette, addirittura senza supporto.

Altri tipi, come abbiamo più volte ripetuto, sono provvisti di un **nucleo** di « materiale magnetico » (che può essere un impasto di materiale isolante e polvere di ferro, oppure ferrite o ferroxcube) materiali dei quali a suo tempo ci occuperemo ed ai quali abbiamo accennato a proposito delle figure 26 e 27 M.

Altri tipi ancora sono avvolti su nuclei di ferro al silicio, laminato.

I primi due tipi vengono utilizzati per il funzionamento con frequenze elevate, a partire ad esempio da 10 kHz in su, mentre il terzo tipo viene utilizzato esclusivamente per il funzionamento con le frequenze della rete di distribuzione della corrente alternata, e con le frequenze acustiche più basse.

Le induttanze variabili possono essere tali in virtù delle caratteristiche elettriche e meccaniche che permettono di modificarne il valore induttivo.

Uno dei sistemi per ottenere tale variazione potrebbe consistere, ad esempio, nel variare la distanza tra le spire. Una bobina infatti, costituita da un conduttore rigido, avvolto a spirale come una comune molla, potrebbe essere variata nel suo valore induttivo tendendola più o meno: la variazione in tal caso sarebbe dovuta evidentemente al diverso grado di accoppiamento tra le linee di forza determinate dalle singole spire; il sistema non è però adottato perché poco pratico ai fini realizzativi.

Un altro sistema di variazione, già citato ed a noi noto, consiste nel praticare lungo l'avvolgimento varie prese alle quali è possibile colle-

gare, mediante saldatura o mediante semplice contatto a morsetto, i vari fili di collegamento. È ovvio che, in tal modo, a mezzo delle prese, una bobina può essere utilizzata per tutta la sua induttanza o per parte di essa.

Infine un ultimo sistema — che è in particolare il più usato grazie alla sua praticità ed alla sua sicurezza — è quello di variare il valore induttivo introducendo più o meno un nucleo di materiale magnetico.

Su questo principio si basano per la maggior parte le induttanze variabili utilizzate nei circuiti radio ed elettronici in genere. La variazione è dovuta evidentemente al diverso grado di permetabilità, la quale è minima allorché il nucleo è completamente estratto, e massima allorché è invece completamente inserito. Si tratta però, in ogni caso, di variazioni eseguite una volta tanto, vale a dire, in fase di taratura.

Induttanze per alte frequenze

Seguiremo un certo ordine logico e cronologico nell'esaminare le diverse induttanze, riferendoci alle varie fasi evolutive, attraverso il tempo.

La **figura 28 M** illustra il tipo più semplice di bobina, tipo che noi già conosciamo nel suo aspetto.

Essa è costituita da un conduttore rigido ed è avvolta, in fase costruttiva, su un corpo qualsiasi di forma cilindrica, avente le dimensioni predeterminate; in seguito viene estratta per essere fissata su un supporto adatto al collegamento.

Questo tipo di bobina, detto « in aria », può essere ad induttanza fissa o variabile; nel secondo caso, è possibile variarne il valore col metodo delle prese.

Come vedremo in seguito, questo tipo di induttanza viene utilizzato per il funzionamento su frequenze elevate, ossia per le gamme delle onde corte, cortissime ed ultracorte.

Spesso è realizzato con filo di rame argentato o addirittura in tubo di rame argentato, a seconda della frequenza e dall'ammontare della corrente che lo percorre. Il motivo di questa scelta lo abbiamo visto da poco.

Uno dei vantaggi che offre consiste nel fatto che la sua naturale rigidità ne consente il fissaggio diretto mediante saldatura dei terminali sugli altri componenti con i quali deve essere in collegamento.

La **figura 29 M** illustra un altro tipo, detto « induttanza cilindrica » o solenoide. Essa è praticamente eguale a quella testé vista e differisce soprattutto per l'isolamento delle spire e la presenza di un completo supporto.

Consiste in un conduttore di rame smaltato e ricoperto di seta o di cotone, avvolto in spire affiancate su un supporto isolante.

Il valore induttivo è naturalmente determinato, come in ogni caso, dal numero delle spire, dalla sezione del conduttore, dal diametro dell'avvolgimento, dalla sua lunghezza, nonché dalla distanza tra le spire e dal grado di permeabilità del nucleo, che, in questo caso è l'aria.

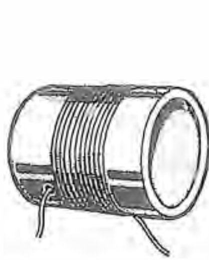


Fig. 32 M - Il supporto può essere di cartone bachelizzato o di bachelite stampata e l'avvolgimento a spire affiancate o a « nido d'ape ».

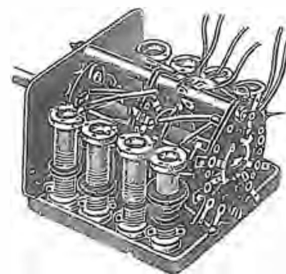


Fig. 34 M - I « gruppi di sintonizzazione » di molti radioricevitori multigamma, sono formati da molte bobine montate in modo compatto.



Fig. 33 M - Un semplice conduttore può rappresentare già l'induttanza necessaria al circuito allorché si agisce sulle frequenze molto alte (ordine delle centinaia di MHz); in questi casi è quasi sempre un filo argentato.

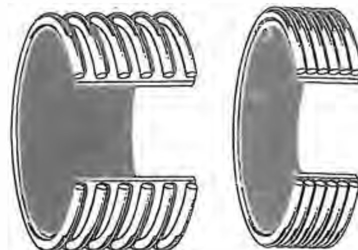


Fig. 35 M - L'avvolgimento può essere ancorato ad un supporto ceramico (a minima perdita) per ragioni di rigidità meccanica, anche se le frequenze di lavoro sono alte (onde corte).

La forma del supporto sul quale la bobina è avvolta non deve essere necessariamente cilindrica. La **figura 30 M** illustra appunto un'altra esecuzione, ove si ha un avvolgimento su un supporto di forma poligonale; anche la **figura 31 M** illustra un supporto sul quale l'avvolgimento assume una forma diversa da quella cilindrica.

La forma cilindrica però viene adottata quasi sempre, per la sua semplicità.

Il materiale costituente il supporto può essere di vario genere. Esistono infatti, bobine avvolte su tubo di cartone bachelizzato, o di bachelite stampata (vedi **figura 32 M**), o di ceramica o steatite. I tipi illustrati nelle figure 30 e 31 M vengono generalmente utilizzati per le bobine adatte al funzionamento su frequenze elevate, e ciò in quanto la ceramica (o anche il polistirolo) hanno caratteristiche magnetiche e di igroscopicità tali da consentire un minimo di perdite dovute al supporto. Inoltre, per la particolarità della forma, l'avvolgimento è quasi tutto « in aria ».

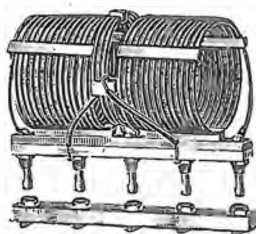




Fig. 36 M - Qui sopra, trasformatore per onde corte (intercambiabile) usato in trasmissione e, a lato, bobine filtro che recano in parallelo una capacità regolabile.

Le bobine cilindriche si presentano con vari aspetti, in quanto possono essere munite di pagliette terminali per l'ancoraggio dei collegamenti relativi, o i conduttori stessi costituenti gli avvolgimenti possono prolungarsi esternamente alla bobina onde consentire l'allacciamento ai circuiti in cui vengono utilizzate. La **figura 33 M** riporta un esempio di induttore che non può più essere definito « bobina » ma che, tuttavia funge da induttanza in circuiti a frequenza molto alta. La **figura 34 M** mostra un raggruppamento di bobine commutabili (Gruppo di sintonizzazione) e la **figura 35 M** due tipi su supporto liscio di ceramica.

Esistono tipi di bobine dette « intercambiabili », attualmente in uso solo sui trasmettitori o in altri apparecchi del tutto particolari, nelle quali il supporto è montato su di un listello munito di piedini (**figura 36 M**), a su di un supporto cilindrico (**figura 37 M**).

In tal modo è possibile estrarre la bobina dal portazoccolo al quale fanno capo i vari collegamenti al circuito, e sostituirla con altra che, pur rispettando detti collegamenti, abbia però caratteristiche elettriche diverse, tali cioè da consentire il funzionamento su altre frequenze.

A questo punto è opportuno specificare che la bobina, comunque essa sia, non deve essere necessariamente costituita da un unico avvolgimento.

Sappiamo che l'avvolgimento, oltre ad avere un principio ed una fine, può presentare una o più prese intermedie: in questo caso la bobina già assume in effetti l'aspetto di due o più bobine (a seconda del numero delle prese) avvolte sul medesimo supporto e collegate rispettivamente in serie (figura 37 M).

Un'altra frequente alternativa è illustrata alla **figura 38 M**. Qui, sul medesimo supporto, vi sono due o più avvolgimenti — isolati tra loro — nel qual caso si ha evidentemente un trasformatore per Alta Frequenza.

Come è noto, la corrente che percorre uno di essi determina tensioni indotte negli altri avvolgimenti accoppiati induttivamente, con un rapporto di trasformazione proporzionale al rapporto tra le spire. In questo caso, ricordiamo, vi è sempre un avvolgimento primario che induce tensione, e quindi corrente, nello o negli altri avvolgimenti.

Un'altra caratteristica della bobina cilindrica è che — allorché il numero delle spire è elevato — allo scopo di evitare una lunghezza eccessiva dell'intero avvolgimento, o quanto meno un diametro eccessivo dello stesso, è possibile avvolgere il conduttore in due o più strati sovrapposti. La **figura 39 M** illustra appunto una bobina di questo tipo; è facile notare che l'avvolgimento a strati sovrapposti è completamente separato dall'altro avvolgimento, al quale è accoppiato per via induttiva.

Quando una induttanza è provvista di vari avvolgimenti, il grado di accoppiamento tra di essi varia col variare della distanza che li separa in maniera inversamente proporzionale: in altre parole l'accoppiamento è tanto più stretto quanto minore è la distanza.

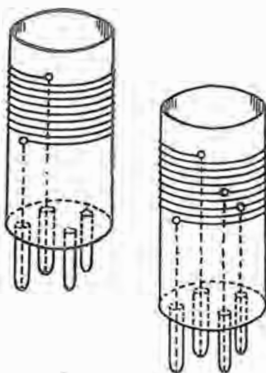


Fig. 37 M - Tipi di bobine realizzati su supporti muniti di piedini che si innestano in uno zoccolo, per consentire l'intercambiabilità. Con questo sistema si possono costruire anche trasformatori di alta frequenza o bobine con prese.



Fig. 38 M - Due avvolgimenti a nido d'ape, accoppiati (trasformatore), su supporto di cartone bachelizzato.



Fig. 39 M - Trasformatore analogo a quello di cui sopra realizzato con avvolgimenti a spire affiancate eseguiti su due supporti concentrici.

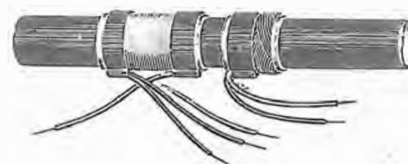


Fig. 40 M - Bobine su supporto di « ferrite » cilindrico. Quelle illustrate fungono da bobina di accordo l'una e di accoppiamento l'altra e sono un mezzo captatore nello stesso tempo. L'accoppiamento tra le due bobine può essere variato (una volta tanto) rendendo scorrevole sul supporto uno degli avvolgimenti. Tutto il supporto essendo in materiale ferromagnetico (per A.F.) favorisce rendimento ed accoppiamento.

Ciò può permettere un certo grado di variabilità, per cui esistono bobine, come quella illustrata nella **figura 40 M**, nelle quali gli avvolgimenti sono avvolti su un secondo supporto, normalmente costituito da una striscia di cartoncino avvolta ad anello, che scorre sul supporto principale. In fase di messa a punto, una volta trovata sperimentalmente la distanza ideale, si ferma la parte mobile mediante poche gocce di cera o di vernice.

Le bobine possono raggiungere un elevato grado di variabilità nel loro valore, grazie all'uso dei nuclei ferromagnetici. Questi ultimi sono costituiti, come si è già detto, da un impasto di sostanze isolanti che agiscono da « legante » nei confronti della polvere di materiale magnetico, e possono avere varie forme; la **figura 41 M** ne illustra alcuni tipi tra i più comuni, oltre a quelli che abbiamo già visti in figura 27 M.

Generalmente i nuclei sono filettati, il che permette di avvitarli all'interno della bobina, il cui supporto è filettato in corrispondenza (**figura 42 M**).

Esistono nuclei di tale tipo, che portano alle estremità un taglio lungo il diametro, nel quale è possibile inserire la lama di un cacciavite onde provvedere alla regolazione. Altri presentano invece una sporgenza a sezione quadrata o esagonale, per la cui regolazione occorrono speciali chiavi appositamente sagomate.

Per ultimo, citeremo un tipo di bobina con variazione di induttanza ancora più ampia. Esso venne utilizzato — secondo una tecnica costruttiva pressoché abbandonata — per i circuiti di ingresso di apparecchi radio.

Ricordando che tutte le bobine dotate di nucleo per la regolazione vengono denominate « a permeabilità variabile » (grazie alla variazione della permeabilità dovuta alla maggiore o mi-

Fig. 41 M - Oltre ai nuclei e supporti in « ferrite » per grandi avvolgimenti già visti in figura 27 M, si producono questi altri tipi che trovano impiego nei circuiti risonanti dei ricevitori.



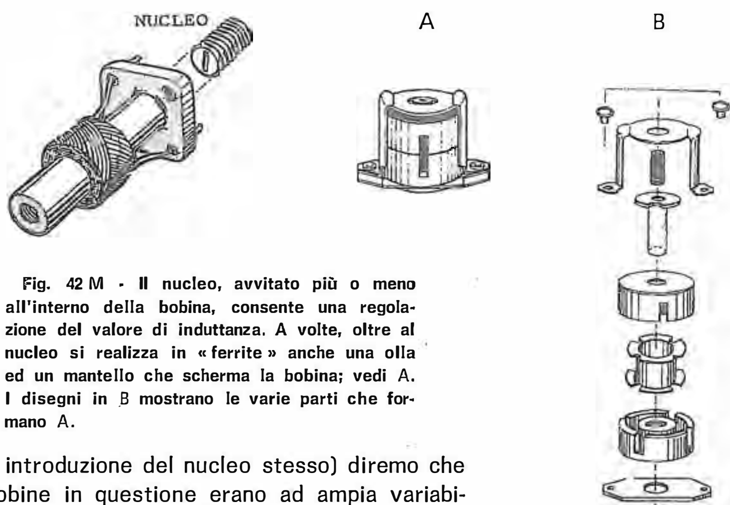


Fig. 42 M - Il nucleo, avvitato più o meno all'interno della bobina, consente una regolazione del valore di induttanza. A volte, oltre al nucleo si realizza in « ferrite » anche una olla ed un mantello che scherma la bobina; vedi A. I disegni in B mostrano le varie parti che formano A.

nore introduzione del nucleo stesso) diremo che le bobine in questione erano ad ampia variabilità. La variazione, in effetti, può essere estesa entro limiti talmente distanti da coprire una intera gamma d'onda (ad esempio, la gamma delle onde medie).

In questo caso il nucleo non è filettato: mentre la bobina ed il suo supporto sono fisse e stabili, il nucleo viene spostato da un congegno azionabile dall'esterno a mezzo della manopola di sintonia. Il nucleo aveva, per tali impieghi, generalmente una forma cilindrica e lunga, paragonabile a quella di una matita.

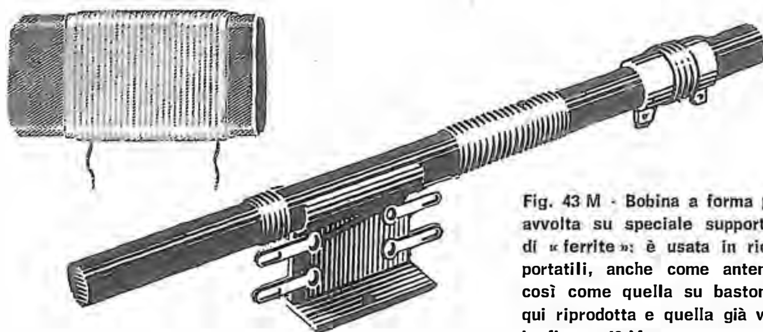


Fig. 43 M - Bobina a forma piatta, avvolta su speciale supporto di « ferrite »: è usata in ricevitori portatili, anche come antenna, così come quella su bastoncino qui riprodotta e quella già vista in figura 40 M.

I recenti progressi conseguiti nel campo dei piccoli apparecchi radio, specie di quelli di formato tascabile, hanno determinato lo sviluppo di un altro tipo di induttanza, quello illustrato nella **figura 43 M.**

Si tratta di bobine che, essendo avvolte su di un nucleo di « ferrite », di forma piatta ed allungata, non hanno la forma convenzionalmente cilindrica. Ciò non toglie però che esistano induttanze del tutto analoghe, avvolte su nuclei del medesimo materiale e di forma cilindrica. In questo caso il diametro del nucleo si aggira intorno ai 10 mm e la lunghezza va da 10 a 20 centimetri (stessa figura).

Queste induttanze fungono nello stesso tempo da bobine d'accordo (ossia sintonizzabili, a mezzo condensatore variabile) e da mezzo captatore (antenna) dato il loro sviluppo relativamente ampio. Già alla nostra lezione 3, abbiamo visto questo tipo.

Con il loro impiego — ricordiamo — si nota uno spiccato effetto direttivo nei riguardi delle radio-onde captate, nel senso che se la bobina è diretta verso l'emittente l'energia captata è minima, mentre è massima se viene ruotata di 90° rispetto a tale posizione.

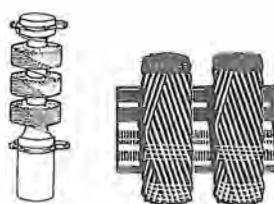


Fig. 44 M - Due avvolgimenti del tipo detto a « nido d'ape »: in uno spazio ristretto è possibile con questo tipo di bobina realizzare un alto valore induttivo. Tali bobine sono spesso usate come impedenze di Alta Frequenza: a sinistra una, a tre sezioni, avvolta su supporto ceramico.

Un tipo di avvolgimento che è necessario citare in quanto è quello più comunemente adottato nella maggior parte dei casi, è il tipo cosiddetto a nido d'ape.

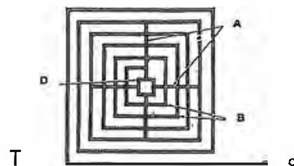
La figura 44 M ne illustra due esemplari; è facile dedurre le ragioni che ne hanno determinato il nome. Queste bobine vengono avvolte con una macchina speciale che — durante la rotazione del supporto necessaria per effettuare l'avvolgimento stesso — sposta ritmicamente il filo da un'estremità all'altra della bobina in modo da ottenere un avvolgimento a spire incrociate con un passo determinato a priori.

Il vantaggio delle bobine a nido d'ape, generalmente realizzate con un filo tipo Litz, consiste nel fatto che, con un minimo ingombro, è possibile ottenere alti valori induttivi di avvolgimento, caratterizzati anche da un rendimento notevole, vale a dire quindi da minime perdite.

La bobina a nido d'ape viene impiegata nei circuiti sintonizzati di apparecchi radio nelle gamme delle onde medie e lunghe. Un esempio è quello rappresentato dall'induttanza di sintonizzazione del ricevitore descritto alla terza lezione; essa è appunto a nido d'ape per la parte che è interessata dalle Onde Lunghe. Le bobine a nido d'ape sono spesso quelle che costituiscono impedenza per Alta Frequenza; si usano in tutti quei casi, cioè, in cui il numero delle spire è piuttosto elevato.

La figura 44 M illustra anche un tipo di impedenza per Alta Frequenza, del cui funzionamento ci occuperemo più avanti.

Già in altra lezione abbiamo detto della possibilità di creare direttamente, e contemporaneamente ai collegamenti, anche alcune induttanze (a valore non molto elevato) sui circuiti stampati; la **figura 45 M** ne mostra diverse, mentre altre sono visibili in **figura 46 M.** Un tipo originale, stampato, è quello illustrato in **figura 47 M** nonché quello — sempre in figura 45 M — che ha il pregio di poter essere calibrato asportando, in sède di taratura, dei tratti (A) o delle spire (B) sì da modificare l'induttanza totale tra gli estremi « **C** » e « **D** ».



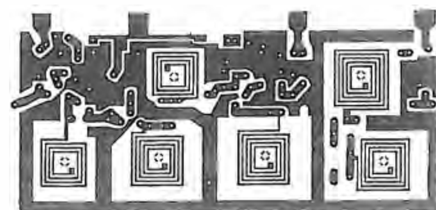


Fig. 45 M - Le bobine ricavate sul rame assieme ai collegamenti del circuito stampato hanno il vantaggio, evidente, di un minimo costo ma sono difficilmente tarabili mediante nucleo; in T un sistema originale per modificarne il valore.

Fattore di merito

Il fattore di merito, o « Q » di una bobina, è dato dal rapporto fra la sua reattanza induttiva X_L (ossia $2\pi f L$) e le sue perdite, dovute alla resistenza ohmica R, ossia:

$$Q = X_L : R$$

È difficile determinare il fattore di merito con sufficiente esattezza in fase di calcolo, tuttavia sono normalmente note le caratteristiche che una bobina deve avere onde presentare un Q elevato.

L'avvolgimento deve avere il massimo diametro; la lunghezza non deve essere né inferiore alla metà, né superiore al doppio del diametro. Lo spessore del supporto, il cui materiale, per quanto isolante, è sempre causa di perdite, dovrà essere del pari il minimo possibile.

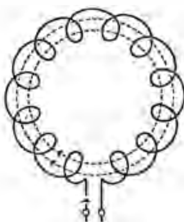
Ovviamente, da questo punto di vista le bobine migliori sono quelle « in aria ».

Oltre a ciò, il diametro del conduttore dovrà essere il massimo possibile, compatibilmente con le esigenze dimensionali della bobina, ossia con la possibilità di alloggiare il numero di spire calcolato — come vedremo tra breve — nella lunghezza stabilita e con spaziatura tra le spire inferiore al diametro del filo stesso.

Allorché la sezione del conduttore, la lunghezza dell'avvolgimento, la distanza tra le spire e la natura del supporto sono ideali, il Q della bobina varia approssimativamente col quadrato del diametro.

Nel caso di bobine funzionanti su frequenze molto elevate (onde corte), si preferisce impiegare il filo rigido, e la bobina è solitamente del tipo cilindrico ad un solo strato.

Se le spire sono spaziate tra loro si può impiegare un conduttore nudo o argentato, mentre se esse sono affiancate, l'isolamento di smalto — o meglio ancora di seta o di cotone — è indispensabile ad evitare cortocircuiti tra le spire.





Se l'avvolgimento viene eseguito su di un nucleo ad anello, le linee di forza formano un circuito magnetico chiuso e nessun flusso viene disperso all'esterno. Si tratta di una bobina il cui avvolgimento è « toroidale ».

Nel caso invece di bobine funzionanti su frequenze relativamente basse (onde lunghe, e medie), si usa quasi sempre il filo Litz di cui si è detto, e l'avvolgimento viene eseguito, quasi sempre, nel tipo a nido d'ape.

Agli effetti del fattore di merito, è della massima importanza che le bobine siano protette conto l'umidità, mediante l'immersione in una speciale vernice anigroscopica, e ciò è particolarmente necessario se il conduttore è rivestito di seta o di cotone.

Il Q dell'induttanza ha importanza notevole nel determinare, in un circuito accordato, la **larghezza di banda.**

La larghezza di banda di un circuito risonante è definita come la gamma di frequenze entro la quale la tensione presente ai capi del condensatore variabile di sintonia (ossia alle estremità della bobina), non cade al di sotto del 70,7% del valore corrispondente alle condizioni di risonanza.

Essa è determinata dal Q del circuito, secondo le relazioni:

$$Q = \frac{F_r}{F_s - F_i}$$

e

$$\text{larghezza di banda} = F_r : Q$$

nelle quali F_r = frequenza di risonanza; F_i = frequenza inferiore, alla quale il valore della tensione si riduce al 70,7% del valore di risonanza, F_s = frequenza superiore alla quale il valore della tensione si riduce al 70,7% del valore a risonanza, ed $F_s - F_i$ = larghezza di banda.

L'inserimento, in pratica, in un circuito riduce l'effettivo Q di una combinazione risonante, all'incirca del 50%, perciò bobine con Q superiore a 100 possono essere usate in stadi di Alta Frequenza di ricevitori per onde medie senza eccessivo taglio delle bande laterali.

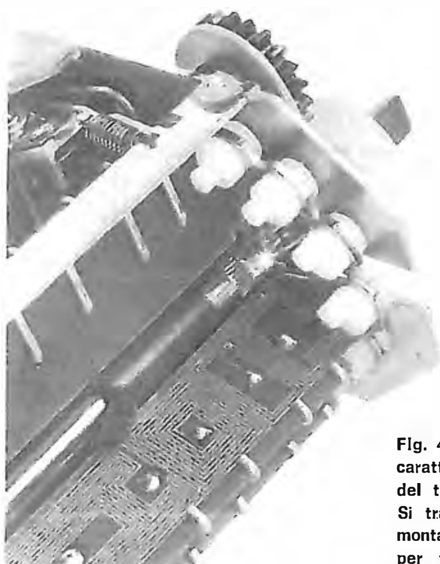


Fig. 46 M - Un esempio caratteristico di impiego di bobine del tipo a circuito stampato. Si tratta di una striscia apposita montata su di un sintonizzatore per televisori (frequenze VHF).



Fig. 47 M - Secondo questa tecnica le bobine stampate sono ricavate da entrambi i lati di un supporto flessibile in poliestere; esse sono intercollegate, ed il supporto viene piegato interponendo un foglio di isolamento tra le pieghe. A parità di induttanza risultano più piccole e più compatte di quelle a filo avvolto.

Calcolo pratico di una bobina

Abbiamo già considerato il fatto che — per ovvie ragioni — il radioamatore raramente costruisce da sé le varie parti che compongono l'apparecchiatura che desidera realizzare, come ad esempio condensatori, resistori, bobine ecc. Tuttavia, può a volte verificarsi l'opportunità di avvolgere una bobina, o di modificarne una già esistente al fine di ottenere l'induttanza o altre caratteristiche necessarie per un compito specifico.

Fortunatamente ciò non è difficile una volta conosciuti i problemi che si possono incontrare.

Il sistema di calcolo che stiamo per esporre si riferisce esclusivamente alle bobine cilindriche ad un solo strato, in quanto le bobine a nido d'ape sono difficilmente realizzabili a mano, e d'altra parte esse sono in commercio in un numero di tipi tale da soddisfare qualsiasi esigenza d'amatore, sia tecnica che economica.

Esistono varie formule per il calcolo di una bobina: alcune sono molto esatte ed altrettanto complesse. Altre invece sono forse meno precise, ma la possibilità di intervenire in seguito con piccole modifiche al fine di correggere gli eventuali errori, nonché la notevole semplicità del calcolo, compensano largamente tale inferiorità. Prenderemo in considerazione solo queste ultime.

Le caratteristiche più importanti di una bobina sono: **l'induttanza** (in microhenry, nei correnti impieghi in radiotecnica), **le dimensioni** meccaniche (in millimetri), **la resistenza ohmica** (in ohm), ed **il fattore di merito** « Q ».

Sebbene qualsiasi valore di induttanza possa essere ottenuto in determinate dimensioni bisogna ancora ricordare che le perdite aumentano col diminuire delle dimensioni stesse, per cui le proprietà ora citate devono essere viste unitamente.

Il primo passo da compiere per calcolare una bobina d'accordo consiste « nello stabilire il valore dell'induttanza », la quale dipende dalla gamma di frequenze sulle quali essa deve funzionare, e dalla capacità del condensatore variabile collegato ad essa in parallelo al fine di esplorare la gamma considerata.

Ovviamente, nel caso che la bobina debba funzionare su un'unica frequenza, la capacità non dovrà più essere variabile.

Il vero e proprio calcolo del valore induttivo necessario per una data caratteristica di funzionamento sarà oggetto di una delle prossime lezioni ove ci occuperemo esplicitamente dei circuiti risonanti; per il momento esula dal nostro compito.

Accontentiamoci dunque di sapere come, conoscendo a priori il valore induttivo, sia possibile — mediante un semplice calcolo — ricavare il numero delle spire che la bobina deve avere, in base alle altre caratteristiche meccaniche, per corrispondere alle esigenze di progetto.

In linea di massima, la tecnica moderna si orienta verso le minime dimensioni di ingombro delle induttanze, specie in conseguenza del fatto che tutti gli altri componenti tendono a loro volta a diventare sempre più piccoli. Le uniche bobine che fanno eccezione a questa regola sono quelle che il lettore avrà occasione di impiegare per la costruzione di apparecchi trasmittenti.

Forniremo comunque un esempio di calcolo di una bobina di dimensioni medie.

Supponiamo allora che il diametro debba essere di 38 mm, e che la lunghezza dell'avvolgimento non debba superare i 50 millimetri. Tali dimensioni vengono scelte arbitrariamente, in funzione soprattutto della disponibilità di spazio nell'apparecchio che si desidera realizzare.

Supponiamo inoltre, che l'induttanza della bobina che dobbiamo realizzare sia di 185 µH.

A questo punto conosciamo il valore induttivo (L), il raggio della bobina (r), pari a metà del diametro, ossia 19 mm, e la lunghezza (l), pari a 50 mm.

La formula che segue, esprime appunto l'induttanza in funzione degli altri valori a noi noti:

$$L = \frac{r^2 N^2}{(228{,}6 \times r) + (254 \times l)}$$

nella quale N^2 rappresenta il quadrato del numero delle spire.

Poiché quest'ultimo fattore è quello di cui dobbiamo conoscere il valore numerico, mediante alcuni semplici passaggi algebrici la formula può essere trasformata in modo da esprimere il numero delle spire in funzione degli altri valori noti, come segue:

1) eliminando il denominatore della frazione che costituisce il secondo membro della equazione, si ha:

$$L\,(228{,}6\,r + 254\,l) = r^2 N^2$$

2) poiché il primo membro dell'equazione è uguale al secondo, il secondo è uguale al primo per cui essa può essere trascritta come segue:

$$r^2 N^2 = L\,(228{,}6\,r + 254\,l)$$

3) a questo punto possiamo isolare il fattore N^2, portando r^2 come denominatore al secondo membro, per cui l'equazione diventa:

$$N^2 = \frac{L\,(228{,}6\,r + 254\,l)}{r^2}$$

4) infine, estraendo la radice quadrata sia dal primo che dal secondo membro, avremo la formula che esprime il valore di N, ossia del numero delle spire.

$$N = \sqrt{\frac{L\,(288{,}6\,r + 254\,l)}{r^2}}$$

Se in quest'ultima formula sostituiamo alle lettere «r» ed «l» i rispettivi valori numerici, non ci rimane che eseguire le operazioni necessarie per ricavare «N», per cui

$$N = \sqrt{\frac{185\,(288{,}6 \times 19 + 254 \times 50)}{19^2}}$$

Eseguendo ora le moltiplicazioni interne alla parentesi tonda, si ha:

$$N = \sqrt{\frac{185\,(4343{,}4 + 12700)}{19^2}}$$

$$\text{ossia} = \sqrt{\frac{185\,(17\,043{,}4)}{361}} \quad \text{ossia} = \sqrt{\frac{3\,153\,029}{361}}$$

$$\text{ossia} = \sqrt{8\,734}$$

In quest'ultimo valore sono state volutamente trascurate le cifre decimali al di là della virgola, in quanto la loro omissione non pregiudica in modo apprezzabile la precisione del risultato.

A questo punto non ci rimane che consultare una comune tavola numerica, onde trovare il numero che, con la maggiore approssimazione possibile, rappresenti la radice quadrata del numero 8 734.

Troviamo infatti che la radice quadrata di 8 649 (il numero più prossimo al nostro), è 93.

Il numero delle spire della bobina da noi calcolata è dunque:

N = 93, con sufficiente approssimazione.

Una volta noti i valori di induttanza, diametro, lunghezza dell'avvolgimento e numero delle spire, non resta che stabilire il diametro del conduttore, dopo di che si può procedere alla realizzazione.

Il diametro del conduttore è di importanza relativa agli effetti dell'induttanza, dato che le correnti che percorrono la bobina — in linea di massima — sono di entità trascurabile. Ciò che conta invece è che la distanza tra le spire sia costante in caso di spire spaziate, o che queste ultime siano perfettamente affiancate.

Notiamo che il nostro rapporto 93 : 5 (ossia 93 spire diviso 5 cm) corrispondente ad un fattore di 18,6 spire per centimetro, si avvicina a 18,5 nella colonna del filo smaltato, ed a 20 nella colonna del filo con doppia copertura di cotone, nella tabella (**figura** 48 M) qui sopra pubblicata.

I valori, nel nostro caso, corrispondono pertanto ad un conduttore del diametro di 0,5 mm se smaltato, e di 0,32 mm se ricoperto di cotone.

Nel caso di bobine per onde corte, nelle quali

Diametro filo mm	Spire per cm (Avvolgimento serrato)	
	filo smaltato	2 cop. cotone
1,30	7,5	6,5
1	9,4	8
0,8	12	11
0,6	15	12
0,5	18,5	14
0,4	23	17
0,32	29	20
0,22	40	23
0,20	45	26
0,16	57	28

Fig. 48 M - Tabellina utile per il calcolo del numero di spire contenuto nello spazio di 1 cm lineare, a seconda del tipo di filo adottato. Può servire anche, come nell'esempio del testo, per scegliere il filo in base allo spazio disponibile ed al numero di spire necessario.

le spire sono avvolte con un conduttore di grande sezione e sono spaziate tra loro, conviene sempre trovare una via di mezzo tra la sezione del conduttore e l'effettivo coefficiente spire/cm. Ciò consentirà di stabilire con sufficiente esattezza la spaziatura necessaria tra le spire.

Sapendo, ad esempio, che le spire devono essere in numero di 5 per ogni centimetro di lunghezza, si potrà avvolgere un conduttore smaltato da 1 mm di diametro, spaziando le spire di 1 mm tra loro.

Schermatura delle bobine

Come si è ripetuto all'inizio di questa lezione ed in altri casi, ogni bobina funzionante è circondata da un campo magnetico da essa generato, che può influenzare altri componenti del circuito che si trovino in prossimità.

Analogamente, essa stessa può essere influenzata da campi magnetici alternati ad essa prossimi.

Per questo motivo, in molti casi, è opportuno racchiudere la bobina entro scatole metalliche cilindriche o quadrate che costituiscono il cosiddetto **schermo** avente il compito di confinare il flusso elettromagnetico (**figura 49 M**).

La **figura 50 M** illustra appunto una induttanza schermata vista in sezione. Le dimensioni della scatola, sia essa cilindrica o prismatica, devono essere tali che le pareti risultino distanziate dalla bobina stessa, perché altrimenti se ne comprometterebbe il valore induttivo, e il rendimento.

Lo schermo può essere considerato, infatti come un avvolgimento accoppiato, in cortocircuito su se stesso; le correnti in esso indotte rappresentano altrettante perdite.

Introducendo una bobina in uno schermo, si verifica un minimo di perdita allorché le dimensioni sono tali da mantenere tra la superficie esterna dell'avvolgimento e quella interna dello schermo una distanza superiore alla metà del diametro della bobina.

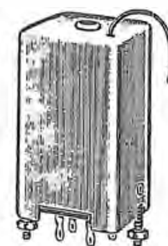


Fig. 49 M - Lo schermo è quasi sempre in alluminio; in casi eccezionali in rame. A volte è necessario abbreviare il percorso di qualche collegamento esterno della bobina, facendolo uscire dal lato superiore.

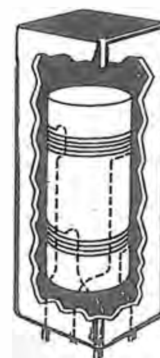


Fig. 50 M - Bobina racchiusa in apposito contenitore a effetto schermante.

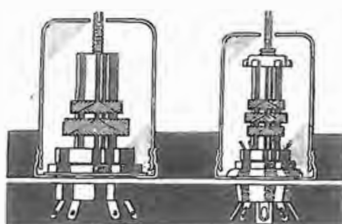


Fig. 51 M - Altre bobine (trasformatori di A.F.), a nido d'ape, entro schermo metallico, con accesso al nucleo ferromagnetico di taratura.

Al di sotto di queste condizioni, l'induttanza si riduce all'incirca del 10% quando il rapporto tra la lunghezza ed il diametro è pari a 0,5; del 13% quando è pari a 1, e del 17% quando è pari a 2. Uno schermo più piccolo aumenterà le perdite e diminuirà l'induttanza in modo non proporzionale alla riduzione delle sue dimensioni.

Come ultimo esempio, si noti che uno schermo il cui diametro sia maggiore solo del 10% rispetto a quello della bobina riduce l'induttanza di oltre il 70%.

La **figura 51 M** illustra altri tipi di bobine schermate, nei cui schermi sono visibili i fori attraverso i quali è possibile introdurre un cacciavite o altro attrezzo per la regolazione del nucleo ferromagnetico di taratura.

Con l'Alta Frequenza l'azione schermante necessaria è soprattutto elettrostatica per cui il materiale costituente lo schermo deve essere ad alta conduttività (rame, alluminio, ecc.).

Affinché la schermatura compia la sua funzione di protezione sia nei confronti della bobina verso i campi esterni, sia nei confronti dei componenti esterni verso la bobina stessa, l'involucro metallico deve essere collegato elettricamente ad un punto a potenziale elettrostatico zero, vale a dire, quasi sempre al telaio metallico che supporta i componenti dell'apparecchio e che nei rispetti di tutto il montaggio costituisce il ritorno comune di « massa ».

Induttanze per basse frequenze

Gli ultimi tipi di induttanza che ci restano da considerare in questo esame generale, sono quelli funzionanti con le frequenze dell'energia elettrica (corrente alternata) e con le frequenze acustiche che coprono la gamma della Bassa Frequenza.

Tali induttanze sono analoghe a quelle cilindriche già citate, ma sono costituite da un numero di spire molto più elevato; sono a strati multipli e sono sempre avvolte su un nucleo di materiale magnetico (ferro al silicio o altra lega di maggiore permeabilità).

Nel caso di un unico avvolgimento — con o senza prese intermedie — l'induttanza prende il nome di **impedenza** per Bassa Frequenza, in quanto, come vedremo, può costituire un vero e proprio impedimento al passaggio di una corrente alternata, mentre consente il passaggio della corrente continua. La **figura 52 M** ne illustra un esemplare; si può notare la matassa dell'avvolgimento effettuato su una apposita « carcassa », ed il « pacco » costituito dai lamierini che compongono il nucleo, in **figura 53 M.**

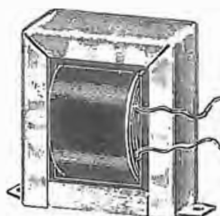
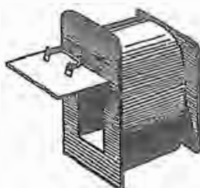


Fig. 52 M - Impedenza per Bassa Frequenza e, pertanto, con nucleo a lamierini magnetici.



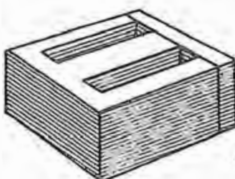


Fig. 53 M - L'impedenza di cui sopra è raffigurata nei suoi elementi: « carcassa » che deve ricevere l'avvolgimento e « pacco lamellare », da introdurre nella carcassa.

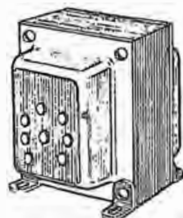


Fig. 54 M - Tipico autotrasformatore (induttanza con prese) per adattamenti di tensione rete. Il principio di funzionamento sarà esposto in apposita lezione.



Fig. 55 M - Tipica esecuzione di induttanze formanti un autotrasformatore (spesso anche un trasformatore) funzionanti su 15 625 Hz nei ricevitori TV. È anche un corrente impiego delle « ferriti » viste a figura 27 M.

Un'altra induttanza del genere è **l'autotrasformatore.** È un organo che, come il trasformatore serve per trasformare il valore di una tensione alternata in altro o in altri valori: un autotrasformatore è illustrato nella **figura 54 M.**

Si nota una basetta di ingresso sulla quale figurano vari valori della tensione di entrata. Sull'altro lato — non visibile sulla figura — si trova un'altra basetta identica a quella di ingresso, dalla quale è possibile prelevare le tensioni di uscita.

L'autotrasformatore è costituito da un unico avvolgimento (a differenza del trasformatore che è costituito da due o più avvolgimenti) provvisto di varie prese, a due a due predisposte per il collegamento a diverse tensioni.

Una volta effettuato tale collegamento è possibile prelevare sull'altra basetta tutte le tensioni disponibili, a seconda della coppia di prese alle quali viene effettuato il collegamento.

È dunque logico dedurre che l'entrata e l'uscita di un autotrasformatore sono invertibili, per cui non esiste tra loro alcuna distinzione.

Un particolare tipo di autotrasformatore è il cosiddetto trasformatore dell'EAT (extra alta tensione) comunemente impiegato nei televisori (**figura 55 M**). Trattasi di un dispositivo costituito da un unico avvolgimento, realizzato su di un nucleo di elevata permeabilità, una cui porzione — che funge da primario — è collegata al circuito di uscita di un particolare stadio del televisore (finale orizzontale) che fornisce ad esso una tensione alternata a dente di sega.

L'intero avvolgimento funge da secondario e ai suoi capi è presente un'alta tensione che, rettificata, perviene al cinescopio.

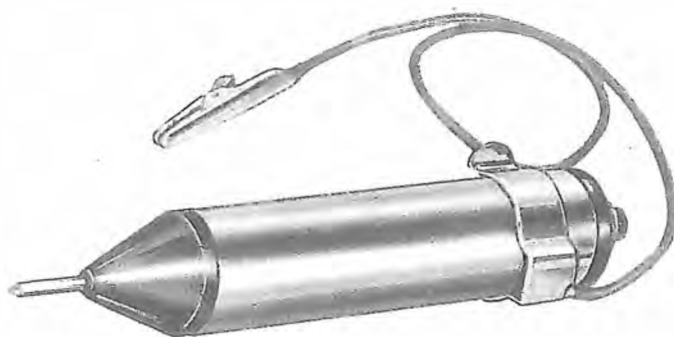
Infine un tipo di induttanza complessa è il **trasformatore**, che — come sappiamo — permette di prelevare e di utilizzare le tensioni indotte in un avvolgimento ad opera di un altro percorso da corrente. La stessa figura 55 M può riferirsi ad un trasformatore. Di esso ci occuperemo dettagliatamente in seguito in una lezione dedicata esclusivamente a tale argomento.

Anche le induttanze per Bassa Frequenza hanno naturalmente un flusso disperso, costituito da un campo magnetico circostante da esse prodotto, e sono anch'esse sensibili ai campi magnetici esterni. Per questo motivo è bene siano schermate.

Essendo la frequenza in gioco più bassa che non nel caso delle induttanze per Alta Frequenza, le linee di forza che investono lo schermo trovano in esso una migliore permeabilità se lo stesso è costituito da materiale magnetico (esempio, ferro).

Un generatore di segnali

La frequenza fondamentale di oscillazione è di 500 Hz ma si hanno armoniche utili sino a 30 MHz circa. Fornisce 1 volt di picco di segnale ed è alimentato da una pila a lunga durata da 1,4 volt, incorporata.



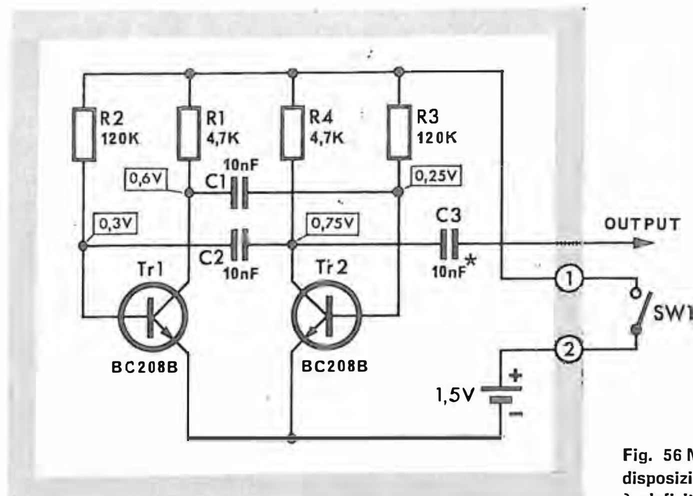


Fig. 56 M · Questa disposizione circuitale è definita « multivibratore astabile ». Si tratta di un oscillatore che genera onde la cui frequenza fondamentale è determinata dai valori di C1-C2-R3-R1. Le onde non sono sinusoidali, bensì a forma quadra; ciò che favorisce la presenza di molte armoniche.

L'iniettore di segnali è uno strumento utile a tutti i tecnici che si dedicano alla riparazione dei radioricevitori e degli amplificatori di bassa frequenza.

Si può dire si tratti di una minuscola trasmittente funzionante contemporaneamente su moltissime lunghezze d'onda.

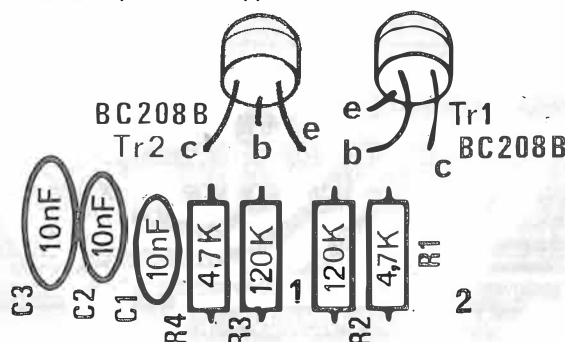
Questo strumento consente di esaminare i vari stadi di un radioricevitore dal finale di potenza fino al circuito accordato di aereo, grazie al segnale che esso fornisce il cui spettro di frequenza si estende dalle più basse frequenze acustiche fino alle frequenze elevate (radiofrequenze).

Con questo sistema lo stadio difettoso viene rapidamente individuato e può così essere riparato.

Il segnale fornito dal generatore (di proposito costruito a forma di puntale) viene immesso facilmente in tutti i punti dell'apparecchio da esaminare nei quali la sua presenza può dar luogo a successiva amplificazione.

Lo strumento ha i requisiti essenziali per risolvere celermente ed efficacemente tutte le operazioni che il servizio di radioriparazione comporta. Si possono effettuare con esso, in casa del cliente, quelle riparazioni che normalmente richiedono il ritiro dell'apparecchio in laboratorio.

Fig. 57 M - Il montaggio elettrico sulla basetta a circuito stampato predisposta è di estrema semplicità. Il disegno è qui più grande della basetta reale.



Il circuito

Il circuito elettrico dell'iniettore di segnali è visibile in **figura 56 M**. Questa configurazione circuitale prende il nome di multivibratore astabile. In esso sono impiegati due transistori BC208B (TR1-TR2).

Il segnale d'uscita viene prelevato mediante C3 direttamente dal collettore di TR2.

Per considerare il funzionamento a partire da un determinato stato, supponiamo che il transistore TR1 venga inserito.

Il potenziale al suo collettore tende a portarsi verso valori negativi; la variazione di tensione relativa viene trasferita dal condensatore di accoppiamento C1 alla base del transistore TR2. Il transistore TR2 viene quindi interdetto a causa del potenziale negativo che presenta allora la base.

Il tempo, durante il quale è interdetto il transistore TR2, viene determinato dal condensatore C1 e dal resistore R3.

Se si considera l'andamento delle varie fasi del multivibratore astabile, si nota che a differenza di quanto supposto all'inizio, è adesso il potenziale del collettore del transistore TR2 a portarsi verso valori negativi. Mediante il condensatore C2 viene interdetto il transistore TR1.

La scarica del condensatore C2 avviene con la stessa modalità sopra descritta.

Da questo periodico mutamento di condizioni, che con i valori impiegati si verifica 500 volte ogni secondo, nasce appunto un'oscillazione, vale a dire un'onda (che si presenta tanto al collettore di « Tr1 » quanto a quello di « Tr2 ») che viene utilizzata per essere inoltrata come segnale di prova nei circuiti sotto esame.

Montaggio e impiego

Come è facile osservare dalle illustrazioni (**figure 57, 58** e **59 M** che sono in ordine di procedura) il montaggio di questo utile dispositivo è assai semplice. Il circuito stampato reca nove componenti in tutto, e una certa attenzione deve essere posta solo nei riguardi dei due transistori, per non confondersi nell'individuazione degli elettrodi. La saldatura dei conduttori relativi deve essere rapida, ed è bene intervallare le loro singole saldature a quella delle altre parti per non apportare eccessivo calore all'interno del transistore.

Il procedimento per la ricerca del guasto in un radioricevitore oppure in un amplificatore di bassa frequenza con l'impiego dell'iniettore di segnali è molto semplice.

Il criterio che segue vale per qualsiasi apparecchio. Si porti a contatto il puntale dell'iniettore con l'ingresso dello stadio finale di potenza, dopo aver messo a massa la pinza a coccodrillo e seguendo stadio per stadio il segnale sul radioricevitore fino al circuito accordato d'antenna. Si potrà ascoltare nell'altoparlante il suono della nota prodotta dall'iniettore di segnali.

La potenza d'uscita tenderà ad aumentare via via che si aggiungeranno stadi amplificatori tra iniettore e altoparlante.

Quando il suono non è più udibile o è notevolmente affievolito evidentemente nello stadio in corso d'esame è presente un errore o un guasto.

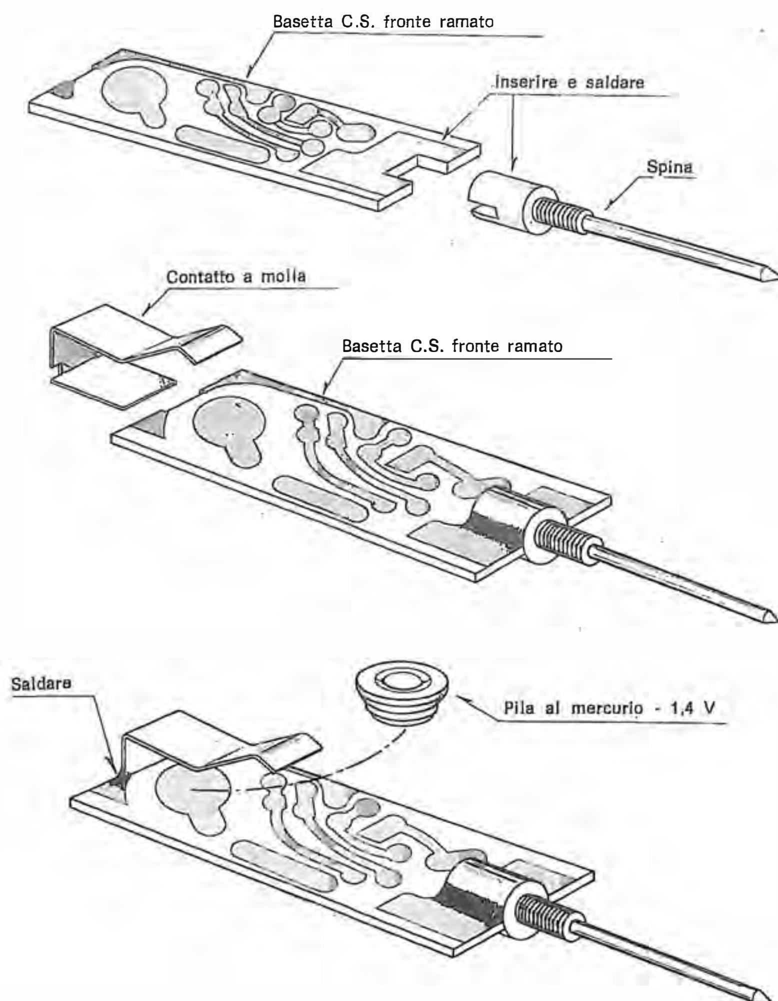
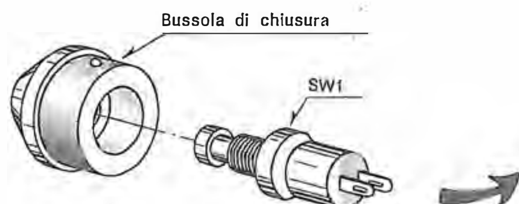


Fig. 58 M - Le tre figure soprastanti mostrano, nell'ordine, le prime fasi meccaniche della realizzazione. Si tratta, come si vede, in primo luogo di saldare il puntale a spina al rame della basetta, indi di saldare all'estremo opposto la molla di contatto per la pila che sarà, appunto, inserita sotto alla molletta nel modo (polarità) indicato.



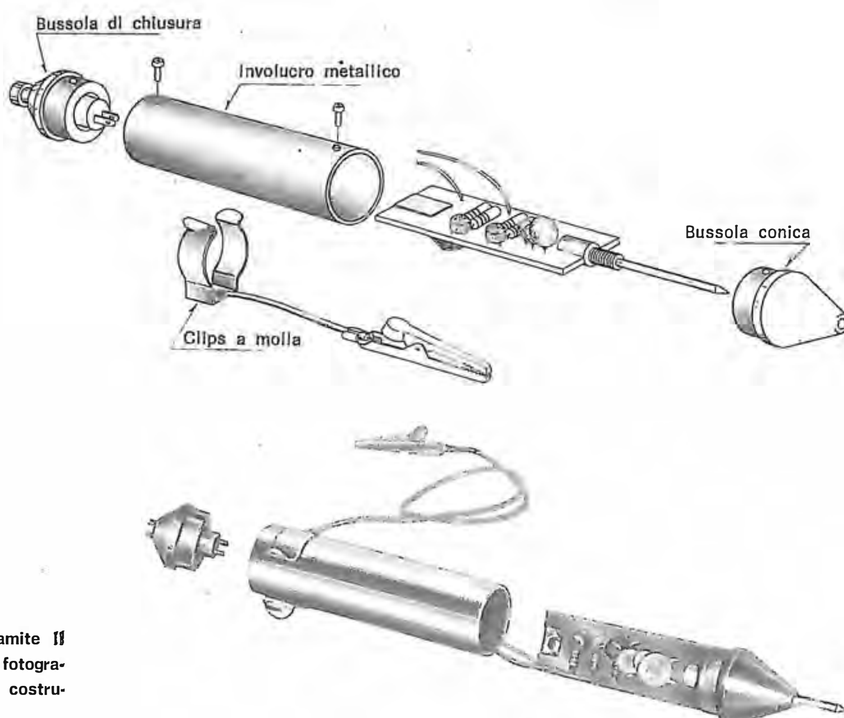


Fig. 59 M - Questo sopra è il particolare della bussola di chiusura, bussola che riceverà al suo interno l'interruttore a pulsante di alimentazione SW 1. Con l'interruttore incorporato la bussola viene introdotta (vedi a lato) nell'involucro metallico, a tubo, dove una vite la blocca. L'altra bussola (conica) viene introdotta e fissata analogamente, ma prima sarà alloggiata nell'involucro la basetta a circuito stampato completa dei suoi componenti. Infine, un clips elastico a molla permetterà di stabilire il contatto di massa tra il generatore e l'apparecchiatura da esaminare, tramite il conduttore munito di presa a coccodrillo. L'ultima figura mostra fotograficamente quanto riportano i disegni. Tutto il necessario per la costruzione porta la sigla UK 220 nella classificazione Amtron.

Struttura del tubo a raggi catodici

Il cannone elettronico

Abbiamo visto, alla lezione precedente, l'evoluzione costruttiva del tubo a raggi catodici: è opportuno che ora, prima di accingerci a studiarne l'impiego, esaminiamo un po' in dettaglio il tubo di moderna costruzione.

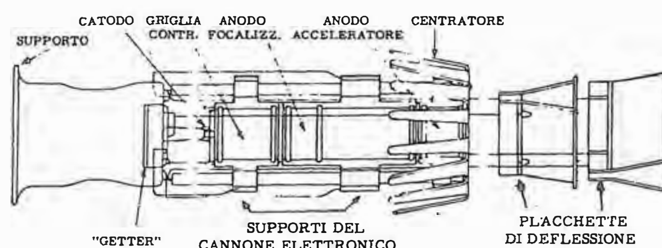


Fig. 60 M - Cannone elettronico di un tubo a raggi catodici a deflessione elettrostatica; per esigenze di semplicità costruttiva anche le placchette di deflessione sono incorporate nella struttura del cannone.

Alla **figura 60 M** è illustrata la struttura tipica del « cannone » elettronico di un tubo a raggi catodici a deviazione elettrostatica: l'assieme è detto anche « cannone a triodo ».

Esso consiste in un catodo a riscaldamento indiretto avente una forma cilindrica, chiuso ad una delle estremità da una piastrina. Detta piastrina è rivestita da uno strato di ossido di bario e di stronzio che consente una intensa emissione di elettroni.

Il catodo viene portato alla temperatura di funzionamento da un elemento riscaldante avvolto a treccia, contenuto nel cilindro catodico, e da esso isolato mediante uno strato di materiale ceramico. Intorno al catodo si trova un altro cilindro, munito di uno schermo nel quale è praticata una piccola apertura al centro. Il suo compito è quello di fungere da griglia di controllo.

Il diametro dell'apertura praticata su tale « griglia » è inferiore a quello della superficie catodica emittente, e tra la griglia e la superficie del catodo vi è una distanza minima. Immediatamente di fronte alla griglia controllo si trova il primo anodo cilindrico (spesso denominato « anodo di messa a fuoco »).

La sua posizione è coassiale e simmetrica rispetto alla griglia cilindrica: contiene diversi schermi, ciascuno dei quali è provvisto di foro al centro. All'uscita del primo anodo si trova il secondo — anch'esso cilindrico, e coassiale con i precedenti elettrodi — il quale è provvisto di due schermi forati al centro.

Quest'ultimo anodo, detto « acceleratore », viene prolungato internamente al bulbo di vetro mediante l'applicazione sulla superficie interna di uno strato di materiale conduttore, che si estende dal bordo superiore dell'anodo stesso, fino quasi allo schermo. Il collegamento elettrico con detto strato avviene ad opera di una ranella a raggi, detta « ragno » o « centratore », i cui prolungamenti radiali appoggiano sullo strato assicurando il contatto grazie alla loro elasticità.

Rappresentazione schematica

Consideriamo ora la rappresentazione schematica del tubo elettrostatico a triodo illustrato alla **figura 61 M.**

Il secondo anodo, o anodo acceleratore, A2, è polarizzato mediante un potenziale positivo fisso di qualche migliaio di volt. Il primo anodo invece, (di messa a fuoco), A1, funziona con un potenziale positivo pari a circa un terzo di quello del secondo.

Il potenziale di questo elettrodo è reso variabile allo scopo di mutare l'intensità del campo elettrostatico che compie la funzione di « seconda lente di focalizzazione ». In tal modo è possibile controllare la messa a fuoco.

Il potenziale della griglia di controllo è sempre negativo rispetto al potenziale fisso di catodo; la tensione negativa applicata varia da 10 a 100 volt. Anch'essa è resa variabile onde consentire la regolazione dell'intensità del fascio elettronico che determina a sua volta l'intensità della traccia che appare sullo schermo.

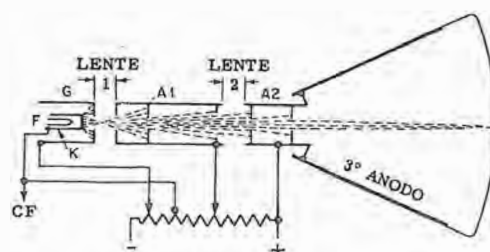


Fig. 61 M - Rappresentazione schematica di un tubo a raggi catodici a deflessione elettrostatica, nella quale sono stati messi in evidenza i rapporti e le polarità fra le tensioni dei vari elettrodi; come si vede, la griglia, G, è negativa rispetto al catodo (K).

La griglia di controllo, unitamente al primo anodo, forma il campo elettrostatico che agisce da prima lente di concentrazione.

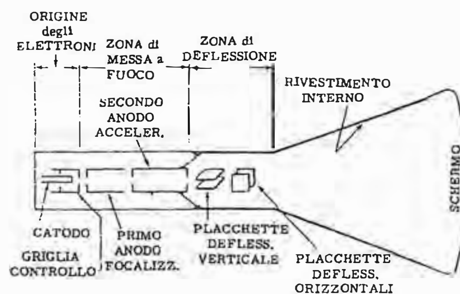


Fig. 62 M - La stessa raffigurazione della figura precedente con indicazione delle zone e degli elettrodi nonché, con posizione e collocamento delle due coppie di placchette deflettrici.

La **figura 62 M** ripete quanto visto alla figura precedente con l'aggiunta delle placchette di deflessione, le placchette cioè, destinate a far muovere il fascio elettronico uscente dalle lenti.

Caratteristiche fisiche

L'involucro di vetro del tubo a raggi catodici elettrostatico ha una forma conica, con un lungo collo tubolare, nel quale viene installato il citato cannone elettronico. Lo schermo fluorescente è depositato sulla superficie interna della faccia più ampia del cono.

A causa delle alte tensioni impiegate per il funzionamento, all'interno del tubo deve essere praticato il vuoto ad alto grado.

Considerando la notevole superficie dello schermo, e l'alto vuoto, il dispositivo risulta, in un certo senso, pericoloso da maneggiare. Qualsiasi cedimento dell'involucro che possa essere causato da un urto o da un graffio può dar luogo ad una intensa implosione (scoppio verso l'interno), la cui conseguenza si manifesta con l'emissione, in un raggio relativamente ampio, di schegge di vetro e di frammenti dello schermo.

Le precauzioni più comuni da adottare, se si devono maneggiare spesso dispositivi del genere, consistono nel portare guanti pesanti ed occhiali antischegge, nonché, logicamente, nel prestare la massima attenzione ad ogni manovra.

Il rivestimento interno di grafite polverizzata compie diverse funzioni: oltre, infatti, ad agire da prolungamento del secondo anodo, come abbiamo visto, ed a raccogliere gli elettroni presenti nel bulbo a causa dell'emissione secondaria da parte dello schermo, esso agisce da schermo elettrico ed ottico.

L'effetto di schermatura elettrica intorno al raggio elettronico riduce notevolmente l'influenza dei campi elettrostatici esterni, evitando così deviazioni e indesiderate sfuocature: si ha azione di schermatura ottica in quanto, essendo detto rivestimento nero ed opaco, impedisce alla luce di entrare dalla parte posteriore dello schermo ed illuminare l'immagine che vi appare.

Questo fatto evita che le infiltrazioni di luce diminuiscano il contrasto, rendendo l'immagine meno nitida.

Il diametro dello schermo fluorescente dei tubi elettrostatici a raggi catodici varia da 1 pollice (25,4 mm), ad oltre 20 pollici (50,8 cm): le misure più usate sono però 3 pollici (cm 7,6), 5 pollici (cm 12,7) e 7 pollici (cm 17,8). Precisiamo, a tale proposito, che, sebbene sia possibile e facile esprimere il diametro secondo il sistema metrico decimale, è frequente consuetudine citare le misure in pollici. La tendenza è, ora, per tubi a schermo rettangolare, con aree di sfruttamento più razionali di quelle ottenute con lo schermo circolare (**figure 63** e **64 M**).

La sigla che contraddistingue il tipo di tubo nella produzione americana, consente di ricavare varie informazioni sul tubo e sulle sue caratteristiche. In linea di massima, infatti, il primo numero indica il diametro in pollici, la prima lettera indica l'ordine progressivo dei modelli di quel diametro, e l'ultima lettera facente parte della sigla indica invece il tipo di sostanza fosforescente deposta sullo schermo.



Fig. 63 M - I tubi a schermo rettangolare sostituiscono sempre più, anche negli oscillografi, i tubi rotondi.

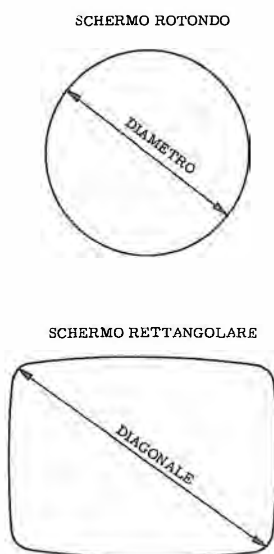


Fig. 64 M - A parità di altezza (che è ovviamente pari al diametro del tubo tondo) si ha, con lo schermo rettangolare, un'area maggiore che è soprattutto più razionale per la visione di tracce, bande, riferimenti.

Ad esempio, la sigla 5BP1 indica che il tubo ha uno schermo del diametro di 5 pollici, è il secondo in ordine di registrazione (B = seconda lettera dell'alfabeto), e che il fosforo dello schermo è del tipo P1, il quale si illumina con luce verde ed offre una persistenza media (vedi tabella alla lezione 8).

Alcune fabbriche europee preferiscono invece contraddistinguere i tubi anteponendo le lettere che distinguono la serie di produzione, seguite dalla iniziale « G » (Green = verde), oppure « B » (Blue = blu), « O » (Orange = arancio) ecc. che definisce il colore della traccia. Per ultimo viene il numero che indica il diametro dello schermo, a volte in pollici ed a volte in centimetri, e l'indice di persistenza della traccia.

I collegamenti agli elettrodi avvengono mediante uno zoccolo a contatti multipli, come nelle valvole normali, con la sola differenza che vengono presi provvedimenti nella spaziatura tra i piedini e nella scelta del materiale, onde evitare scariche dovute alle forti tensioni.

Nei casi in cui il secondo anodo debba funzionare con tensioni molto elevate, si preferisce installare il contatto relativo direttamente sul bulbo di vetro. Così avviene, ad esempio, per i tubi destinati ai televisori di cui si vede in **figura 65 M** una fase costruttiva.

I perfezionamenti apportati al tubo oscillografico ne hanno consentito varie modifiche, come ad esempio la costruzione del tubo a tetrodo, e del tubo funzionante con corrente zero sul primo anodo.

Nel primo tipo, detto anche « con preacceleratore » o con griglia « schermo », viene aggiunto un altro elettrodo tra la griglia controllo ed il primo anodo. Questo elettrodo, o seconda griglia, funziona con la medesima tensione del secondo anodo e consente un gran numero di vantaggi nel funzionamento.

Tra essi sono da annoverarsi la maggior accelerazione degli elettroni, una maggiore concentrazione del fascio elettronico con riduzione del suo diametro, per cui il punto che si forma sullo schermo risulta più piccolo e più brillante, e l'eliminazione della influenza reciproca presente tra la griglia controllo ed il primo anodo.



Fig. 65 M - I tubi solitamente sono formati dall'unione di due parti in vetro (schermo e ampolla). Questo illustrato è un tubo per televisione che, subito dopo la saldatura delle parti citate viene ispezionato per essere poi avviato all'operazione di introduzione del cannone nel collo.

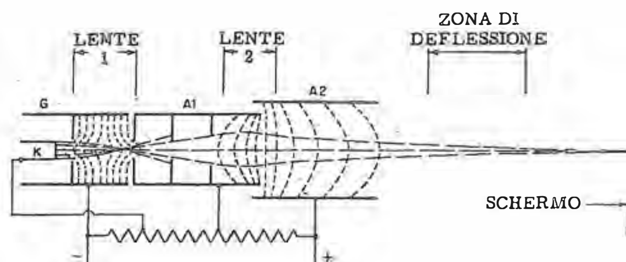


Fig. 66 M - Esempio pratico di un sistema focalizzatore per tubi elettrostatici. Le linee tratteggiate rappresentano le linee equipotenziali che le lenti 1 e 2 determinano.

Uno dei più importanti inconvenienti di questo tipo di tubo consiste, invece, nell'eccessivo assorbimento di corrente da parte del primo anodo. Ciò può essere evitato adottando il cannone elettronico detto a « corrente zero nel primo anodo ». In questo caso si ha una completa rivalutazione della lunghezza e della distanza tra i vari elettrodi, e diversi schermi diffusori vengono eliminati.

In tal modo si giunge alla costruzione di un cannone elettronico che presenta tutti i vantaggi del tipo a tetrodo, oltre a quello di un assorbimento trascurabile di corrente da parte del primo anodo.

Nel caso che si presenti la necessità di osservare contemporaneamente due o più fenomenl che avvengono in circuiti diversi, si può ricorrere all'uso di uno speciale tipo di tubo dotato di più cannoni elettronici.

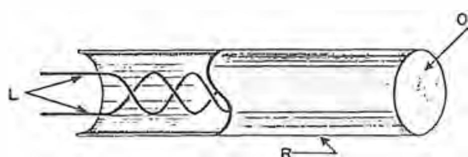


Fig. 67 M - Catodo di un tubo a raggi catodici. L indica la doppia spirale (antinduttiva) del filamento in tungsteno, R è il cilindro catodico in nichel, O lo strato di ossido che emette gli elettroni. Le dimensioni sono: mm 12 di lunghezza e mm 3,5 di diametro.

Qualunque sia il numero delle tracce, i « cannoni elettronici » che le determinano vengono installati fianco a fianco nel collo di un unico tubo, ed i vari punti di convergenza dei singoli raggi dipendono dall'orientamento delle sorgenti relative.

Esse, infatti, possono essere orientate in modo che le tracce si producano nella medesima zona dello schermo, sovrapponendosi, in maniera che siano spostate tanto quanto basta affinché l'operatore possa osservarle simultaneamente.

Anche con un solo cannone ed un commutatore elettronico è possibile l'osservazione di due tracce.

Messa a fuoco

Il sistema tipico adottato quasi universalmente, è quello a « doppia lente » illustrato alla **figura 66 M.**

Il campo elettrostatico presente tra la griglia controllo ed il primo anodo può essere considerato come prima lente, grazie all'analogia con un sistema ottico nei confronti di un raggio di luce. Il flusso elettronico generato dal catodo (**figura 67 M**) all'uscita della griglia (**figura 68 M**) incontra il 1° anodo (**figura 69 M**).

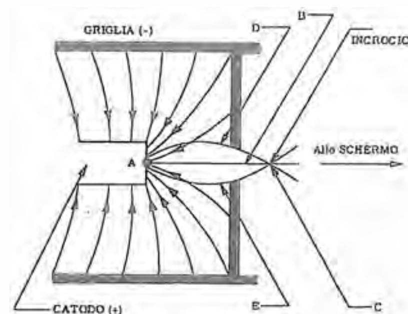


Fig. 68 M - Rappresentazione della funzione della griglia. Il potenziale negativo di tale elettrodo tende a respingere gli elettroni verso il catodo stesso che li ha emessi. La quantità voluta (regolando la polarizzazione negativa della griglia) riesce a passare attraverso il foro e forma il raggio, dosato.

Compito della prima lente è di focalizzare il fascio di elettroni che, attraverso l'apertura della griglia, passa in un punto di convergenza di minimo diametro. Dal momento che detto punto viene proiettato sullo schermo, è opportuno che le sue dimensioni siano quanto più ridotte possibile.

La seconda lente consiste di un campo elettrostatico che si determina tra l'anodo focalizzatore (primo) e l'anodo acceleratore (secondo).

Esso agisce sui raggi elettronici divergenti in modo tale da correggere la loro direzione di moto e da farli convergere sullo schermo.

Oltre a ciò, diversi schermi diffusori presenti nella struttura della griglia controllo e del primo anodo fanno da schermo nei confronti degli elettroni circostanti il raggio utile: in tal modo, si verifica la presenza di un unico fascio, la cui sezione ha un contorno sempre più definito ed un diametro sempre minore, man mano che si approssima allo schermo, sul quale viene reso visibile il punto luminoso.

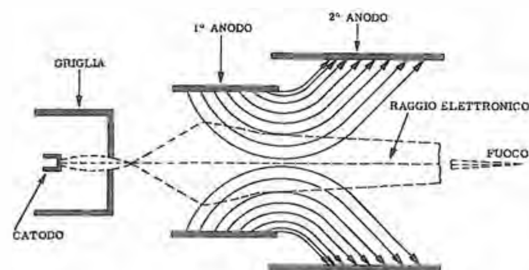


Fig. 69 M - Deviazione degli elettroni emessi dal catodo, dopo il passaggio attraverso la griglia visto sopra, dovuta alla presenza del campo elettrostatico tra il primo ed il secondo anodo. Si osservi come il raggio, divergente all'uscita dalla griglia, venga costretto ora a convergere in un dato punto, verso destra, detto « fuoco ».

Se si varia la tensione di polarizzazione della griglia di controllo, si ha, per conseguenza, uno spostamento del primo punto di convergenza ed una variazione conforme della superficie.

Inoltre, se si varia la tensione applicata al secondo anodo, si ha un fenomeno analogo, ed in più, lo spostamento del secondo punto di convergenza.

I fenomeni ora descritti presentano — come si è detto — una notevole analogia col proce-

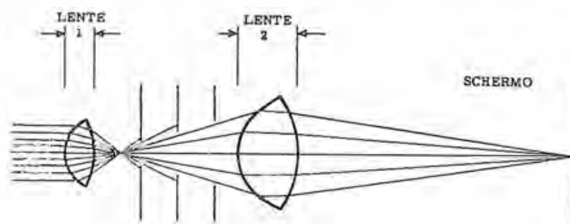


Fig. 70 M - Dispositivo ottico che equivale al sistema focalizzatore della figura precedente. Fra le due lenti sono stati inseriti dei diaframmi forati che servono per eliminare i raggi indesiderati.

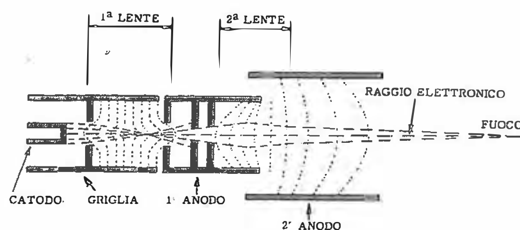


Fig. 71 M - Cannone elettronico completo. Le deviazioni subite dagli elettroni sono dovute ai campi elettrostatici presenti tra i diversi elettrodi, che costituiscono due lenti, come un obiettivo. Il primo campo è presente tra la griglia ed il primo anodo (prima lente), ed il secondo tra il primo anodo e quello successivo (seconda lente), così come si è già visto in figura 66 M.

dimento ottico mediante il quale un raggio di luce viene concentrato in un unico punto su una superficie (vedi **figura 70 M**). In questo caso il risultato viene conseguito mediante l'impiego di due lenti di vetro e di vari schermi opachi provvisti di un foro centrale. In **figura 71 M** vediamo praticamente l'assemblaggio dei diversi elementi sin qui citati, mentre la **figura 72 M** illustra tutto l'interno di un tubo.

Controllo griglia e anodo

La griglia di controllo di un tubo a raggi catodici funziona con un potenziale negativo rispetto al catodo.

Consideriamo le linee equipotenziali che sussistono tra detta griglia ed il primo anodo in due diverse condizioni di funzionamento: supponiamo, ad esempio, che la griglia assuma i due potenziali di 0 volt e di —30 volt (**figura 73 M**).

Con una tensione pari a zero, la zona interposta tra il catodo e l'apertura della griglia ha un potenziale positivo. In tali condizioni, la parte della superficie del catodo che emette elettroni corrisponde ad una proiezione della superficie presente sull'apertura della griglia.

Attraverso quest'ultima si ha, quindi, il massimo passaggio di elettroni, il che determina la massima intensità del raggio catodico.

Se il potenziale di griglia ammonta invece a — 30 volt, gli elettroni vengono emessi soltanto da una piccola parte della superficie del catodo, posta al centro, mentre il resto della superficie stessa ne viene impedito in quanto il potenziale negativo aumenta le linee negative equipotenziali, aumentando nel contempo la carica spaziale presente in prossimità del catodo stesso. In simili condizioni, l'intensità del raggio diminuisce (si veda ancora la figura 68 M).

Se la griglia viene polarizzata con un potenziale sufficientemente negativo, la corrente del raggio può venire completamente interdetta, per cui non si ha più la produzione di alcuna traccia luminosa sullo schermo.

Oltre a questa conseguenza, la forma del campo influenza il percorso degli elettroni in modo da alterare la posizione del punto di convergenza e le sue dimensioni.

Sebbene la griglia controllo agisca sulla messa a fuoco del raggio, il suo compito più importante consiste nel variare l'**intensità luminosa** della traccia che si produce sullo schermo, variando l'intensità del raggio che la determina.

Il controllo di intensità, ossia « di luminosità », presente nella maggior parte degli apparecchi basati sull'impiego del tubo, consente all'operatore di variare la luminosità dell'immagine entro limiti compresi tra zero ed il massimo consentito dalle caratteristiche del tubo impiegato.

Detto controllo consta di un potenziometro che fornisce alla griglia una tensione variabile con continuità e negativa rispetto al catodo.

Spesso, tra catodo e griglia, viene applicata una tensione « segnale », ed il risultato è che l'intensità della traccia luminosa varia conformemente al segnale applicato. Tale processo è noto come « modulazione di intensità », ed ha applicazione pratica nella televisione, negli impianti radar, ecc.

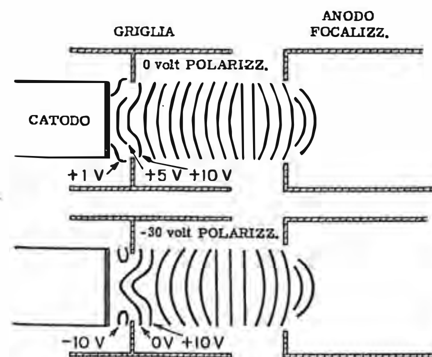


Fig. 73 M - Linee equipotenziali del campo esistente fra il catodo, la griglia controllo e l'anodo focalizzatore di un tubo a raggi catodici elettrostatico in due diverse condizioni di polarizzazione. Le tensioni indicate rappresentano le d.d.p. fra griglia e catodo.

Anche la tensione di polarizzazione del primo anodo è variabile mediante un potenziometro, denominato **controllo del fuoco**, o più comunemente **fuoco**.

Questo controllo varia l'intensità del campo presente tra il primo ed il secondo anodo, campo elettrostatico che costituisce la lente di focalizzazione principale. Esso determina, infatti, la posizione del secondo punto di convergenza in concomitanza col primo punto.

Sebbene il campo di cui sopra possa variare di intensità variando la tensione positiva applicata al secondo anodo, a tale sistema non si ricorre in quanto determinerebbe anche una variazione dell'accelerazione degli elettroni, e richiederebbe l'inserimento dei relativi controlli in circuiti ad alta tensione, con conseguente necessità di accurato isolamento degli organi, ecc.

È anche opportuno rilevare che qualsiasi variazione della tensione dell'anodo focalizzatore si ripercuote sul campo elettrostatico presente

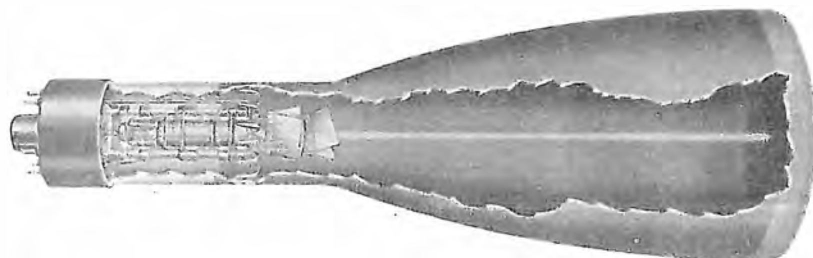


Fig. 72 M - Questa illustrazione fotografica riassume ed illustra in modo conclusivo e chiaro tutta la struttura di un tubo a raggi catodici a deviazione elettrostatica del raggio.

tra l'anodo stesso e la griglia, per cui una variazione del controllo di fuoco può rendere necessario ritoccare il controllo dell'intensità (luminosità), e viceversa.

Anodo intensificatore

Alcuni tipi di tubi a raggi catodici elettrostatici impiegano uno o più anodi detti « intensificatori », costituiti da altrettanti rivestimenti di materiale conduttore depositati sulla superficie interna del bulbo, disposti in fasce ed isolati tra loro (**figura 74 M**).

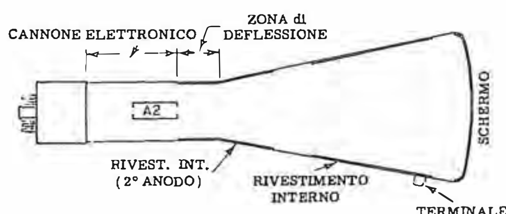


Fig. 74 M - Sezione schematizzata di un tubo a raggi catodici del tipo 5LP1-A. Dei due tratti in neretto con i quali abbiamo indicato i rivestimenti conduttivi interni alla parte conica dell'involucro, quello di sinistra rappresenta l'estensione del secondo anodo (A2) e l'altro è l'anodo acceleratore.

Il compito di questi ultimi è di aumentare la luminosità della traccia. Nei casi di osservazione alla luce del giorno, o di proiezione ottica dell'immagine, la traccia deve avere un alto grado di luminosità.

Un metodo relativamente semplice per ottenere una luminosità sufficiente a tale scopo consiste nell'aumentare l'ampiezza della tensione di accelerazione: in tal modo, aumenta la velocità degli elettroni, il che consente di ricavare una notevole quantità di energia che viene poi convertita in luce ad opera dello schermo.

Se si applica al secondo anodo una maggiore tensione di accelerazione, l'aumento di velocità si verifica prima della deflessione causata dalle apposite placchette. Di conseguenza, gli elettroni in tal modo accelerati, impiegano un tempo molto minore ad attraversare il campo di deflessione, e la tensione che normalmente la determina in maniera sufficiente viene ad avere, data l'accelerazione, minore efficacia.

Un sistema più soddisfacente consiste invece nell'impiego di alti potenziali di accelerazione — con la conseguenza di un notevole aumento della velocità degli elettroni — però, dopo avvenuta la deflessione. L'anodo intensificatore è l'elemento al quale viene applicato l'alto potenziale necessario allo scopo.

Dimensioni del punto

Allo scopo di determinare sullo schermo la presenza di una traccia sottile e ben definita, è indispensabile che il punto luminoso sia molto piccolo.

Sebbene in prossimità del centro dello schermo sia facile ottenere un punto avente tali caratteristiche, esso tuttavia tende ad aumentare di superficie diminuendo nel contempo di intensità, man mano che si sposta verso la periferia.

Tale fenomeno è dovuto ad una differenza tra il raggio di curvatura dello schermo e la lunghezza del raggio catodico, fino al punto di massimo fuoco. In periferia infatti, il raggio colpisce lo schermo non nel punto in cui la sezione è minima, bensì al di qua o al di là, a seconda di dove cade il suo punto di convergenza.

Anche il sistema di deflessione tende a sfuocare il punto nelle zone periferiche dello schermo, e — in linea di massima — le dimensioni di quest'ultimo aumentano allorché l'intensità è maggiore e l'accelerazione è minore.

Le dimensioni del punto, infine, dipendono anche dalle caratteristiche intrinseche del cannone, le quali, a loro volta, sono in riferimento allo scopo per il quale l'intero tubo è stato progettato.

Normalmente, i tubi provvisti di grande schermo danno un punto di dimensioni leggermente maggiori: ad esempio, un tubo elettrostatico da 3 pollici (7,5 cm circa), può dare un punto del diametro di 0,07 mm, mentre un tubo da 12 pollici (30 cm circa), dà normalmente un punto del diametro minimo di 0,09 millimetri.

Deflessione elettrostatica

Supponiamo che un elettrone, o meglio ancora, una corrente di elettroni, venga spinta in un campo elettrostatico esistente tra due placche parallele e polarizzate. La corrente in questione verrà a trovarsi, in tal caso, sotto l'influenza di una forza perpendicolare alla sua direzione originale.

Il vettore « V1 » rappresenta, in **figura 75** M, la velocità iniziale di ogni singolo elettrone.

Il campo elettrostatico al quale esso è sottoposto determina una accelerazione nella direzione del campo stesso, per cui fa in modo che si sposti lungo una traiettoria parabolica curva verso l'elettrodo positivo. Il vettore « V2 » rappre-

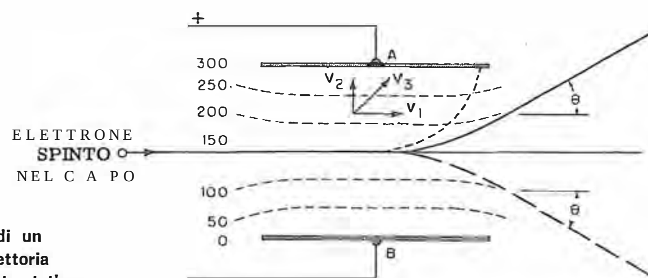


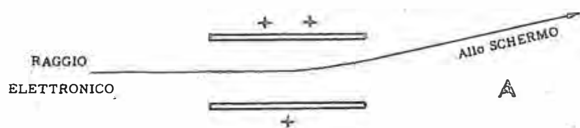
Fig. 75 M - Deviazione di un elettrone dalla sua traiettoria ad opera del campo elettrostatico esistente fra due placchette disposte parallelamente alla direzione di spostamento della particella. L'angolo Φ indica la massima deviazione ottenibile nel caso della figura. Con i vettori (V_1. V_2, V_3) si possono rappresentare gli elementi interessati.

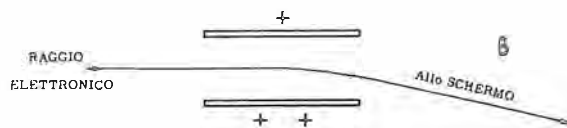
senta la velocità verso tale elettrodo, acquistata da ogni elettrone in ogni istante.

La velocità risultante è evidentemente il vettore « V3 », somma dei vettori « V1 » e « V2 ».

Se la direzione del campo elettrostatico si inverte, ossia se viene invertita la polarità delle due placchette deflettrici, anche la direzione del movimento subisce la medesima inversione (**figura 76 M**).

È importante notare che le placchette montate orizzontalmente determinano una deviazione ver-





ticale, per cui vengono chiamate « placchette di deviazione verticale ».

Se si monta una seconda coppia di placchette, parallele tra loro e ad angolo retto rispetto alle prime, è possibile determinare invece una deflessione orizzontale, per cui le placchette montate verticalmente vengono definite « placchette di deviazione orizzontale ».

Entrambe le coppie di placchette vengono installate nel collo del tubo, immediatamente dopo l'anodo acceleratore, e vengono normalmente abbinate alla costruzione del cannone, come si è visto già in figura 60 M, allo scopo di semplificare la fabbricazione.

Spesso, esse vengono piegate in modo da offrire una specie di svasatura, onde consentire ampi angoli di deflessione senza che il raggio elettronico urti contro i bordi (**figura 77 M**).

Fig. 76 M - Principio della deflessione elettrostatica: in A la placchetta superiore è più positiva, ed attira il raggio elettronico deflettendolo verso l'alto. in B, invece, la placchetta inferiore, questa volta più positiva, lo attira verso il basso. È dunque evidente che il raggio tende ad avvicinarsi all'elettrodo maggiormente positivo.

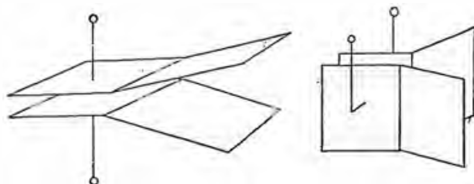


Fig. 77 M - Placchette deflettrici. Sono parallele; per aumentare la sensibilità di deflessione occorre una maggiore lunghezza onde gli elettroni rimangono per un maggiore tempo nel campo elettrostatico. Si dà ad esse una divergenza per evitare che il fascio all'uscita sia impedito nei punti di massima deflessione.

Per semplificare la rappresentazione grafica e l'analisi dei circuiti relativi all'impiego del tubo, è pratica comune definire le placchette più prossime allo schermo con le sigle « D1 » e « D2 », utilizzandole per la deflessione orizzontale, mentre quelle più prossime al secondo anodo vengono definite « D3 » e « D4 », ed utilizzate per la deflessione verticale (**figura 78 M**).

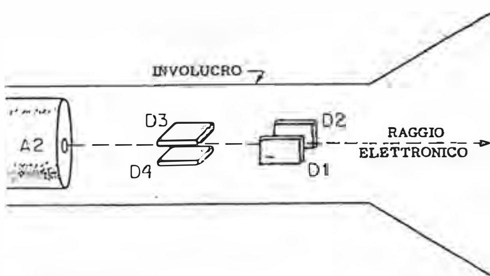


Fig. 78 M - Disposizione delle placchette di deflessione all'interno del tubo. Le placchette vengono convenzionalmente denominate D3-D4 per la coppia di deflessione verticale e D2-D1 per quella di deflessione orizzontale.

Campo magnetico

La direzione del raggio catodico, una volta superato il campo deflettente, è diritta e tangente alla direzione seguita dagli elettroni nel punto esatto in cui il campo cessa di essere presente.

I corpi in movimento tendono, per il ben noto principio di inerzia, a mantenere una direzione rettilinea, a meno che non intervenga una forza esterna che provochi una deviazione.

Non appena gli elettroni sono usciti dalla zona di influenza del campo deflettente, la forza componente trasversale o perpendicolare scompare, per cui l'elettrone prosegue senza alcun altro impedimento fino a raggiungere lo schermo.

L'angolo di deflessione

Per angolo di deflessione si intende l'angolo che si forma tra il raggio catodico allorché esso esce dal campo deflettente ed una linea parallela all'asse del tubo.

Per una data intensità di campo, quest'angolo è direttamente proporzionale alla lunghezza del campo deflettente, il quale è a sua volta determinato dalla lunghezza delle placchette relative.

Più lungo è il campo, maggiore è il tempo durante il quale esso può influenzare il raggio determinandone la deviazione. Oltre a ciò, minore è la distanza tra le placchette di deflessione, maggiore è l'intensità del campo determinato da una data tensione, e maggiore è, di conseguenza, l'angolo di deflessione.

Detto angolo può ancora variare modificando la differenza di potenziale presente tra ogni coppia di placchette: in tali condizioni, l'intensità della forza trasversale varia, per cui l'effetto si ripercuote sulla deflessione.

Per ultimo, l'angolo di deflessione può essere aumentato diminuendo la tensione di accelerazione: in tal modo infatti, si riduce la velocità degli elettroni, per cui essi possono impiegare un tempo più lungo ad attraversare il campo di deflessione. Quest'ultimo, di conseguenza, avrà un effetto più pronunciato.

Sensibilità di deflessione

La **sensibilità di deflessione** di un tubo a raggi catodici è una costante che indica quale è lo spostamento del punto sullo schermo (in pollici, in centimetri, o in millimetri), corrispondenti ad ogni volt di differenza di potenziale presente tra le placchette deflettrici.

Ad esempio, nella tabella che elenca le caratteristiche di un tipo di tubo, si può leggere che la sensibilità di deflessione ammonta a 0,2 mm per volt c.c.

Ciò significa che, allorché il tubo è posto nelle sue normali condizioni di funzionamento, ogni volt a corrente continua presente tra le placchette deflettrici determina uno spostamento del

punto luminoso di 0,2 mm dalla sua posizione normale in assenza di deflessione.

La sensibilità di deflessione è direttamente proporzionale alla lunghezza delle placchette deflettrici ed alla distanza tra esse e lo schermo. È, inoltre, inversamente proporzionale alla distanza tra le placchette stesse e l'anodo di accelerazione.

Fattore di deflessione

Il **fattore di deflessione** indica la tensione necessaria tra una coppia di placchette per determinare uno spostamento unitario del punto sullo schermo, e costituisce il valore « reciproco della sensibilità » di deflessione.

Esso viene espresso in funzione di un certo numero di volt c.c. per centimetro (o pollice) di spostamento del punto.

Ad esempio, nel tubo precedentemente citato, avente una sensibilità di deflessione pari a 0,2 mm per volt, il fattore di deflessione è di 50 volt per centimetro (mm 100 : 0,2 = 50).

A volte si esprime il fattore di deflessione anche in funzione della tensione del secondo anodo; in altre parole, il fattore di deflessione viene espresso in base allo spostamento del punto relativo ad ogni chilovolt applicato a detto anodo. Si può dire, ad esempio, « 60 volt c.c. per pollice/chilovolt sul secondo anodo ». Se a quest'ultimo si applica una tensione di 1 chilovolt, il fattore ammonta a 60 volt per pollice (24 volt/cm), mentre con una tensione di 2 chilovolt, il fattore aumenta a 120 volt/pollice, pari a 48 volt/cm.

Deflessione radiale

Nei casi in cui si desidera ottenere una deflessione radiale, si ricorre ad un sistema insolito di deflessione elettrostatica.

La deflessione radiale fa in modo che il raggio elettronico si sposti allontanandosi o avvicinandosi al centro dello schermo, e viene ottenuta installando in corrispondenza del centro stesso un sottile bastoncino di metallo. Quest'ultimo coincide con l'asse del tubo e si estende per diversi centimetri all'interno dell'involucro (vedi **figura 79 M**).

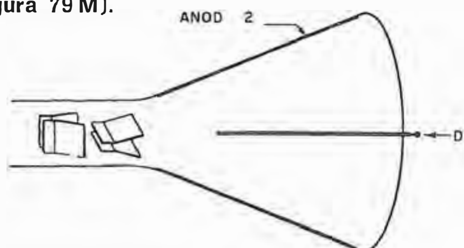
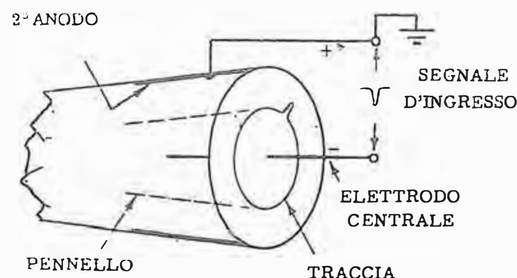
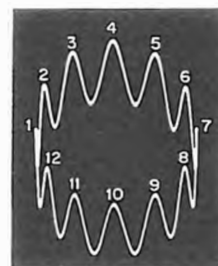


Fig. 79 M - Tipo particolare di tubo, caratterizzato da un elettrodo, D, a forma di bastoncino, inserito al centro dello schermo. Mediante opportuna polarizzazione tale elettrodo consente una deflessione radiale.

Allorché il bastoncino è polarizzato « negativamente », il campo radiale che esso determina nei confronti del secondo anodo (ossia col rivestimento interno che lo prolunga), determina una deflessione radiale « a partire dal centro ».

Viceversa, detta deflessione avviene « verso il centro » se il potenziale applicato è « positivo », ossia se l'elettrodo citato ha una tensione positiva maggiore di quella del secondo anodo. Si ottiene, per effetto di dette variazioni, quanto è illustrato in **figura 80 M.**







A B

Fig. 80 M - Principio della deflessione radiale e risultati. In A oscillogramma che appare applicando alle placchette verticali e orizzontali la stessa tensione sinusoidale e, contemporaneamente, solo a quelle verticali anche una tensione di deflessione a frequenza maggiore. Si può notare come l'esame di alcuni periodi (12, 1, 2 e 6, 7, 8) sia poco probante. In B lo stesso esame con l'ausilio della deflessione radiale. Quest'ultima può essere attuata anche con tubi diversi (elettrodi conici interni) da quello qui indicato.

La traccia lineare

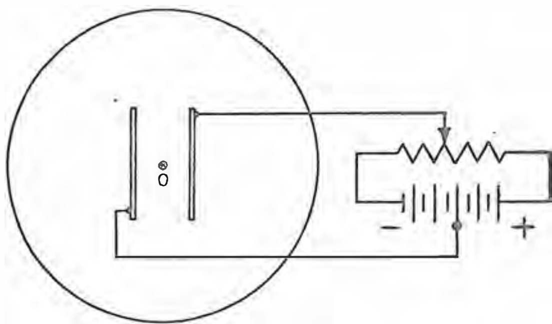
Un tipo di deflessione tra i più importanti è quello che determina una traccia lineare, o, per meglio dire, l'immagine prodotta da un punto che si muove con velocità uniforme. Il punto luminoso quindi, nel caso in esame, percorre eguali distanze in eguali periodi di tempo.

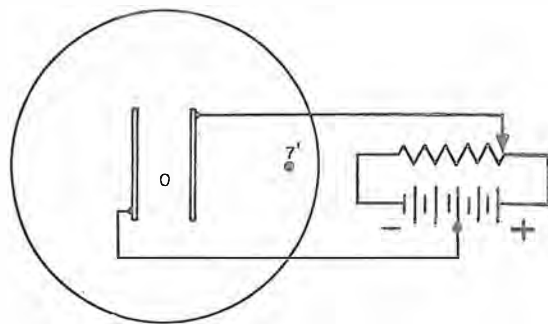
Un punto che si sposti, ad esempio, attraverso uno schermo in modo tale da coprire una distanza costante di 2,5 cm in ogni secondo di tempo, si muove, evidentemente, con velocità uniforme; la traccia che il punto in movimento produce è una traccia lineare.

La traccia lineare è importante in quanto rappresenta un semplice metodo per misure di tempo su un tubo a raggi catodici.

Se è noto che il punto ha la sua posizione base (vale a dire la posizione di partenza) alla estrema sinistra di uno schermo da 12,5, ad un certo istante, e se esso si sposta orizzontalmente attraverso lo schermo con una velocità uniforme di 2,5 cm al secondo, è evidente che, quando il punto si trova al centro esatto dello schermo è trascorso un intervallo di tempo di 2 ½ secondi. Quando il punto si è spostato di quattro quinti dell'intera distanza attraverso lo schermo, è invece trascorso un tempo pari a 4 secondi. In tal modo si è determinata una **base del tempo.**

Detta base del tempo può essere tracciata in qualsiasi direzione, tuttavia è pratica comune tracciarla orizzontalmente.





La traccia lineare è particolarmente utile quando si impiega un tubo a raggi catodici per produrre un grafico o l'immagine di una determinata quantità variabile riferita al suo andamento rispetto al tempo. Sono ben note in proposito le configurazioni sinusoidali della corrente alternata.

Per far sì che il punto si sposti nel modo sopra descritto, si può ricorrere all'uso di un dispositivo costituito da un potenziometro e da una sorgente di tensione, come è illustrato a **figura 81 M.**

Quando il cursore del potenziometro si trova nella sua posizione centrale, ossia nel punto neutro come differenza di potenziale presente ai suoi capi, entrambe le placchette deflettrici orizzontali hanno il medesimo potenziale. Non essendovi tra loro alcuna d.d.p., non si verifica deflessione, per cui il punto resta fermo nella posizione centrale (0).

Se invece, il cursore viene spostato rapidamente verso sinistra, la placchetta di destra diventa più negativa, ed il punto si sposta verso sinistra (dalla posizione 0 alla posizione 7 come in **figura 82 M**).

Se, a questo punto, il cursore viene spostato « lentamente », e con velocità uniforme, dalla posizione di estrema sinistra a quella di estrema destra, la tensione presente sulla placchetta deflettrice di destra varia gradatamente dal massimo negativo al massimo positivo — passando attraverso lo zero — nei confronti del potenziale fisso applicato all'altra placchetta.

Fig. 81 M - Se le due placchette di deflessione orizzontale sono a pari potenziale (potenziometro al centro, e cioè coincidente con la presa a metà batteria) il punto luminoso resta in posizione centrale.

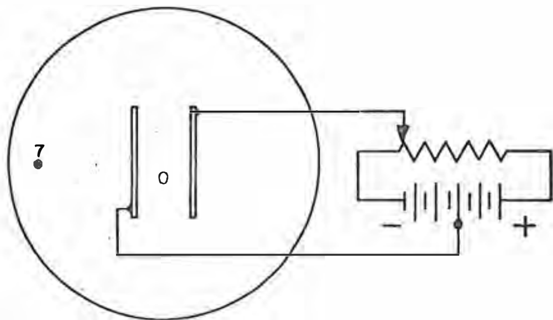


Fig. 82 M - Con il potenziometro all'estremo di sinistra la placchetta che si vede a destra assume un potenziale negativo rispetto all'altra e ciò fa deflettere il fascio (punto) verso quest'ultima, sino al punto 7.

Tale provvedimento fa sì che il punto luminoso si sposti lentamente ed uniformemente attraverso lo schermo dalla posizione 7 alla posizione 7' (**figura 83 M**).

Fig. 83 M - Portando ora il potenziometro all'estremo di destra, il potenziale positivo è applicato alla placchetta di destra e di conseguenza il punto percorre tutto il tratto da 7 (dove si trovava) a 7',

Se, infine, il cursore viene spostato velocemente in senso opposto fino alla posizione centrale, il punto segue a ritroso il cammino percorso e ritorna dal punto 7' al punto 0.

Ripetendo tale procedura periodicamente, si ottiene che il punto si muove sempre lentamente attraverso lo schermo da sinistra a destra e quindi, ogni volta, giunto all'estremità di destra, rapidamente torna indietro.

Se si fa in modo che lo spostamento avvenga con sufficiente rapidità, la persistenza dell'immagine sullo schermo e l'inerzia della retina dell'occhio umano si combinano, e danno l'illusione di vedere una linea luminosa retta e continua.

Questa linea di luce può presentare qualche intermittenza o variazione se la frequenza delle escursioni è dell'ordine dalle 15 alle 25 volte al secondo, ma con l'aumentare della velocità l'inconveniente diminuisce fino a scomparire del tutto.

Poiché, in pratica, si richiedono al punto degli spostamenti rapidissimi, il sistema meccanico ora descritto di spostamento del potenziometro non si presta allo scopo.

In sostituzione, un sistema molto più pratico e vantaggioso è costituito da un circuito espressamente progettato, il quale determina delle oscillazioni caratterizzate da un aumento lento ed uniforme della tensione fino ad una certa ampiezza, raggiunta la quale si ha una rapida caduta della stessa.

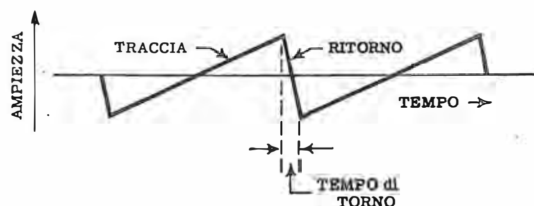


Fig. 84 M - Per far apparire sullo schermo una traccia lineare si impiega un generatore elettronico che produce una tensione a dente di sega la quale, come sappiamo, ha una forma simile a quella qui illustrata. Nel tempo di ritorno il fascio elettronico ritorna al punto di inizio traccia.

Si tratta di un circuito oscillatore che determina un segnale la cui forma, illustrata in **figura 84 M**, ne giustifica il nome: un tale segnale si chiama infatti « a dente di sega » ed è a noi già ben noto perché rientra nelle forme d'onda non sinusoidale esaminate nella loro formazione alla lezione 8.

Le quattro operazioni...

Uno dei principali criteri di svolgimento del nostro Corso consiste nell'esposizione della materia in maniera tale che essa possa essere accessibile anche a chi non ha svolto studi ulteriori alle scuole elementari. Abbiamo avuto cura perciò nelle lezioni sin qui svolte, di redigere opportune note esplicative nei riferimenti di espressioni e termini matematici che avrebbero potuto riuscire nuovi a tali lettori.

Ora, nell'accingerci all'esame di circuiti più complessi di quelli sinora visti, riteniamo giunto il momento di dedicare uno spazio maggiore alla spiegazione di alcune regole elementari di calcolo il cui nome e la cui presenza non deve tuttavia spaventare il lettore non molto portato a questo studio.

Egli si accorgerà — anche in virtù degli esempi che appositamente riportiamo — di quanto semplici ed utili siano questi calcoli; con essi gli sarà infatti consentito di seguire in maniera assai più completa l'esame della materia futura.

Terminologia

Per **espressione algebrica** si intende qualsiasi combinazione di numeri, di lettere usate come numeri, e di segni, che esprima un valore totale ottenibile mediante l'effettuazione delle operazioni da essa indicate: ad esempio (a + b), oppure $\frac{x}{2y}$ sono espressioni algebriche, nelle quali **le lettere rappresentano numeri.**

Abbiamo già visto nel corso delle lezioni che il prodotto tra due o più numeri è a volte indicato con un puntino in luogo del noto segno «×», oppure, è indicato dal semplice accostamento dei vari fattori; così il prodotto di « a » per « b » viene scritto semplicemente come « ab »; il prodotto 6 per « a » per « b » è rappresentato da « 6ab ».

Ogni fattore numerico facente parte di un prodotto è un **coefficiente** che esprime per quante volte si intende moltiplicare la parte letterale; ad esempio, « 6ab » significa che « ab », che è già esso stesso un prodotto, si intende a sua volta moltiplicato per il numero 6.

Nell'algebra si hanno anche **numeri negativi**, cioè quantità numeriche di valore progressivamente « inferiore allo zero ». Consideriamo in proposito la **figura 85 M**: notiamo anzitutto che i numeri che partono dallo zero, proseguono verso destra fino all'infinito. Se però procediamo a ritroso, ossia verso sinistra, dopo aver oltrepassato lo zero entriamo in un campo in cui i valori numerici si susseguono nel medesimo ordine, « ma esprimono quantità negative » e vanno anch'essi verso l'infinito.

Mediante questo sistema, è possibile sottrarre due numeri di cui il secondo è maggiore del primo: ad esempio 3 (positivo) — 5 (negativo) = — 2 (negativo).

Chiameremo **valore assoluto** di un numero, il suo valore indipendentemente dal segno, ossia indipendentemente dal fatto che sia positivo o negativo, mentre viene detto **valore relativo** il valore considerato col suo segno, ossia riferito allo zero preso come punto di riferimento.

Qualsiasi numero, aritmetico o letterale, o il prodotto, o il quoziente tra due o più numeri, prende il nome di **termine** o monomio: ad esempio 4, x, y, 25b, ab, $\frac{x}{y}$, $\frac{3a^2b}{c}$ sono dei termini.

I termini aventi la medesima parte letterale possono essere sommati o sottratti, come ad esempio 4x + 5x = 9x, oppure 5x + 10x = 15x, o ancora 4ab — 7ab = — 3ab. Però nel caso in cui la parte letterale differisca, l'operazione può essere soltanto indicata; ad esempio, l'espressione 4x + 5m, può essere risolta solo sostituendo ad « x » e ad « m » dei valori numerici.

ADDIZIONE

Nella somma di termini algebrici, si hanno le seguenti regole:

1) La somma di due o più numeri di segno positivo dà un valore positivo.
Esempio: + 6 + 3 + 4 = + 13.
2) La somma di due o più numeri di segno negativo dà un valore negativo.
Esempio: — 6 — 3 — 4 = — 13.
3) La somma di due o più numeri di segno diverso dà un valore pari alla differenza tra i valori assoluti, il cui segno è eguale a quello del numero più alto.

SOTTRAZIONE

Nella sottrazione di numeri il processo è inverso; infatti, per sottrarre una quantità da un'altra, si cambia il segno della quantità da sottrarre, dopo di che si provvede alla addizione, come nel caso precedente.

Esempio:

(— 6) — (— 3) = (— 6) + (+ 3) = — 3
(— 3) — (— 6) = (— 3) + (+ 6) = + 3
(— 6) — (+ 3) = (— 6) + (— 3) = — 9

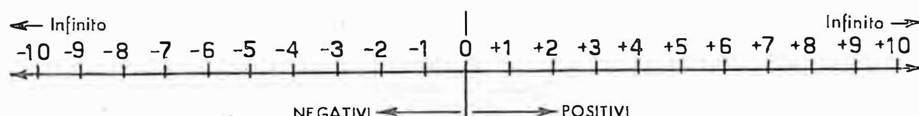


Fig. 85 M - Rispetto ad un punto « zero » possiamo avere infiniti valori, vale a dire numeri, positivi così come altrettanti negativi. Per indicare i negativi si pone il segno — davanti al numero; per i positivi il segno + viene quasi sempre omesso, per cui un numero riportato senza segno si intende positivo.

Segni di raggruppamento

Esistono in algebra dei simboli, i quali hanno il compito di raggruppare varie quantità o termini interessati alla medesima operazione: essi sono la parentesi tonda ( ), la parentesi quadra [ ], oppure la graffe { }, nonché la linea di frazione ——. Tutti questi simboli indicano che le quantità da essi delimitate devono essere considerate come un'unica quantità.

Nelle espressioni complesse nelle quali esistono tali simboli contemporaneamente, allo scopo di evitare errori di calcolo e soprattutto di segno, si effettuano le varie operazioni seguendo un ordine logico e progressivo; si comincia cioè, coll'eseguire le operazioni indicate nelle parentesi più interne, — e precisamente tra le parentesi tonde — dopo di che si passa a quelle quadre, ed infine alle graffe.

Il segno — posto davanti ad una parentesi cambia il segno di tutti i termini in essa contenuti; un'operazione contenente parentesi si esegue in tal caso nel modo seguente:

1° Esempio:

$4a - 3ab - (+3a + 2ab) =$
$4a - 3ab - 3a - 2ab = 1a - 5ab$

Per ciò che riguarda l'espressione di cui sopra facciamo osservare che il segno + posto innanzi ad un termine all'inizio di un'espressione (o come primo termine all'interno di una parentesi) viene normalmente omesso in quanto, in tal caso, un termine privo di segno si intende positivo.

Analogamente viene omesso il coefficiente « 1 » innanzi ai valori letterali dato che l'assenza del coefficiente significa che lo stesso equivale a 1.

2° Esempio:

$3a - [2am - (2a + 5am) + a^2]$

Togliendo le parentesi tonde, si ha:

$3a - [2am - 2a - 5am + a^2]$

da cui, eliminando le parentesi quadre:

$3a - 2am + 2a + 5am - a^2$

Raggruppando ora i termini analoghi, si ha:

$5a + 3am - a^2$

che può essere considerata l'espressione più semplice alla quale è dato giungere eliminando le parentesi.

MOLTIPLICAZIONE

Nella moltiplicazione di termini algebrici è necessario tener conto del segno, dell'esponente e del coefficiente dei termini stessi. Nei confronti del segno, vale la regola che **il prodotto tra due termini di segno eguale dà un termine di segno positivo**, e che **il prodotto tra due termini di segno diverso dà un termine di segno negativo.**

Esempio: (+ 6) moltiplicato (+ 4) = + 24
(— 6) » (— 4) = + 24
(+ 6) » (— 4) = — 24
(— 6) » (+ 4) = — 24

Il prodotto tra due potenze aventi la medesima base è eguale ad una potenza avente ancora la medesima base, e per esponente la somma degli esponenti.

Esempio:

(a^2) moltiplicato $(a^4) = a^6$
(ab^3) moltiplicato (ab), moltiplicato $(ab^2) = a^3b^6$
(in questo caso l'esponente del primo fattore a è 1; esso non viene scritto, ma se ne tiene conto).

In caso di termini muniti di segno, occorre tener conto della regola relativa.

Esempio:

$(+ab^2)$ moltiplicato $(+ab) = +a^2b^3$
$(+ab^2)$ moltiplicato $(-ab^3) = -a^2b^5$

Il coefficiente del prodotto tra due fattori è eguale al prodotto tra i coefficienti stessi.

Esempio:

6a moltiplicato 2a, moltiplicato 4a = $48a^3$
(+ 6a) moltipl. (— 2a), moltipl. (+ 4a) = -48^3

Se la parte letterale differisce, il loro prodotto resta solo indicato dall'accostamento delle lettere, altrimenti si procede come indicato precedentemente.

Esempio:

2ab moltiplicato 4a, moltiplicato $2a^2c = 16a^4bc$

DIVISIONE

Nella divisione tra due termini, per ottenere il quoziente è necessario — come per la moltiplicazione — tener conto del loro segno, coefficiente ed esponente.

Anche in questo caso il quoziente tra due termini di segno eguale dà un termine di segno positivo, e tra due termini di segno diverso un termine di segno negativo.

Esempio: (+ 6) diviso (+ 2) = + 3
(— 6) » (— 2) = + 3
(+ 6) » (— 2) = — 3
(— 6) » (+ 2) = — 3

Il quoziente tra due potenze aventi la medesima base è eguale ad una potenza avente ancora la medesima base, e per esponente la differenza tra gli esponenti.

Esempio: (a^4) diviso $(a^2) = a^2$
(ab^3) diviso $(ab) = b^2$

(nel secondo esempio l'esponente di a è 1, e poiché $1 - 1 = 0$, il termine a non figura nel quoziente).

Per ottenere il coefficiente del quoziente è sufficiente dividere il valore assoluto dei coefficienti del dividendo e del loro divisore, osservando — naturalmente — la regola dei segni.

Esempio:

$(+6a^3)$ diviso $(+3a^2) = 2a$
$(+6a^3)$ diviso $(-3a^2) = -2a$

Eguaglianze

Per equazione si intende una espressione costituita da due membri di eguale valore. Si afferma perciò con essa una eguaglianza.

La sua risoluzione consiste nel trovare i valori numerici dei termini letterali per i quali l'equazione stessa sussiste.

Nelle equazioni valgono le seguenti regole generali:

1) Se si aggiunge o si sottrae il medesimo numero da entrambi i membri di una equazione, essa resta sempre una equazione.

2) Se entrambi i membri vengono moltiplicati o divisi per un eguale numero diverso da zero, e non contenente l'incognita, il valore dell'espressione ed il suo significato non cambiano.

Se entrambi i membri di una equazione vengono elevati alla medesima potenza, o se da essi si estrae una radice col medesimo indice, l'equazione o eguaglianza continua a sussistere.

Tali regole permettono i processi cosiddetti di « semplificazione », consistenti nella « trasposizione », nell'« inversione di segno », e nella « eliminazione ».

La « trasposizione » consiste nel portare un termine da un membro all'altro, dopo aver invertito il suo segno. In altre parole, è possibile togliere un termine positivo da un membro, e portarlo all'altro col segno negativo, e viceversa; ciò è semplicemente un diverso modo per dire quanto enuncia la regola 1), dato che il termine è stato sottratto da — o aggiunto a — entrambi i membri.

È pure possibile togliere un fattore (moltiplicazione), da un membro, e portarlo all'altro come divisore. In altre parole, l'« inversione » del segno di un termine in entrambi i membri di un'equazione è semplicemente un altro modo per moltiplicare o dividere entrambi per -1 (regola 2).

L'« eliminazione » o elisione consiste nell'eliminare i termini eguali che moltiplicano o dividono entrambi i membri di una equazione.

Per risolvere una equazione, occorre innanzitutto effettuare tutte le operazioni indicate che possono essere effettuate, dopo di che essa viene semplificata per quanto possibile applicando le regole generali. Una volta ridotta nella sua forma più semplice, la soluzione consiste nell'isolare al primo membro il termine incognito il quale risulterà automaticamente eguale al valore indicato dal secondo.

<u>Esempi:</u>

1) Data l'equazione $x - 5 = 3$, trovare x.
Aggiungendo $+5$ ad entrambi i membri (regola 1), si ha:

$$x - 5 + 5 = 3 + 5 \quad \text{ossia} \quad x = 8$$

2) Data l'equazione $5x - 4 = 21$, trovare x.
Aggiungendo 4 ad entrambi i membri (regola 1), si ha:

$$5x - 4 + 4 = 21 + 4 \quad \text{da cui} \quad 5x = 25$$

dividendo entrambi i membri per 5 (regola 2), si ha:

$$x = 25 : 5 = 5$$

3) Data l'equazione $\frac{1}{3} x + 5 = 8$, trovare x.
Sottraendo 5 da entrambi i membri (regola 1), si ha:

$$\frac{1}{3} x + 5 - 5 = 8 - 5 \quad \text{da cui,} \quad \frac{1}{3} x = 3$$

Moltiplicando ora entrambi i membri per 3 (regola 2), si ha:

$$\frac{3}{3} x = 9 \qquad \text{ossia:} \qquad x = 9$$

4) Data l'equazione $\frac{4}{5} x + 5 = 25 - 1 \frac{1}{5} x$, trovare x.
Sottraendo 5 da entrambi i membri (regola 1), si ha:

$$\frac{4}{5} x = 20 - 1 \frac{1}{5} x$$

Aggiungendo $1 \frac{1}{5} x$ ad entrambi i membri (regola 1), si ha:

$$\frac{4}{5} x + 1 \frac{1}{5} x = 20 - 1 \frac{1}{5} x + 1 \frac{1}{5} x$$

da cui: $\frac{5}{5} x + 1x = 20$ ossia: $2x = 20$

dividendo entrambi i membri per 2 (regola 2) si ha:

$$x = \frac{20}{2} = 10$$

5) Data l'equazione
$16 - 5\ (x + 3) = 4\ (2x + 1) - 9 + (- \frac{1}{2})$
$- 9 \frac{1}{2}$, trovare x.
Togliendo le parentesi, si ha:

$$16 - 5x - 15 = 8x + 4 - 9 + (- \frac{1}{2})$$

e, semplificando: $1 - 5x = 8x - 5 + (- \frac{1}{2})$

Sottraendo 1 da entrambi i membri (regola 1), si ha:

$$- 5x = 8x - 6 + (- \frac{1}{2})$$

Sottraendo 8x da entrambi i membri (regola 1), si ha:

$$- 13\,x = - 6 + (- \frac{1}{2})$$

Dato che 6 è eguale a 12/2, l'intero secondo membro equivale a 13/2 per cui, dividendo entrambi i membri per -13 (regola 2), ossia per un numero negativo, essi diverranno positivi, e precisamente:

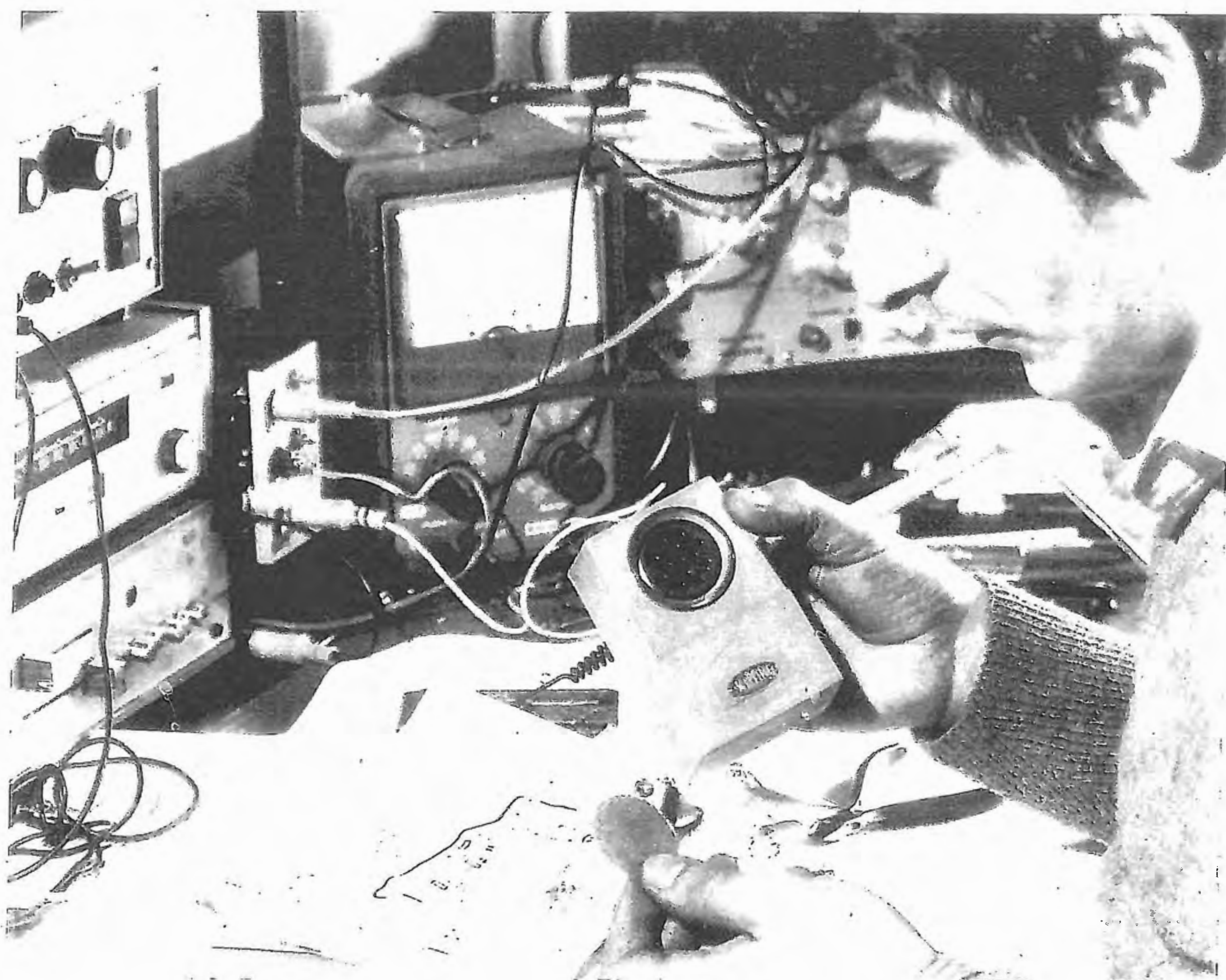
$$x = \frac{1}{2}.$$

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Capacità

10



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. tariffa ridotta ed. — 70 % - Lire 750

Capacità

Dopo aver esaminato in dettaglio, nelle lezioni precedenti, quei componenti basilari dei circuiti elettronici che sono la resistenza e l'induttanza, passiamo ora ad analizzare un terzo elemento, non meno importante: la capacità.

Sappiamo già che l'induttanza si riferisce esclusivamente al **campo magnetico** in quanto la corrente che scorre in una bobina crea attorno ad essa un campo magnetico: la capacità si riferisce esclusivamente al **campo elettrico**, campo che si produce a causa della tensione.

Il condensatore l'abbiamo già incontrato nell'impiego — sia in esecuzione a valore fisso, sia in esecuzione a valore variabile (accordo dei circuiti sintonizzati) — nei semplici ricevitori radio che abbiamo analizzati; ne abbiamo anche esposto, allora per sommi capi, il funzionamento, l'aspetto, le caratteristiche.

Rifacendoci a tali concetti, alcuni dei quali riteniamo opportuno qui ripetere come introduzione, dedichiamo all'argomento quel maggiore spazio che per importanza indubbiamente gli compete.

Prima, tuttavia, di iniziare lo studio dei fenomeni che si manifestano in un condensatore collegato ad una sorgente di alimentazione, vogliamo ricordare che esso, nella sua versione più elementare, consiste di due « armature » metalliche separate da un materiale isolante, il « dielettrico » (**figura 1 N**).

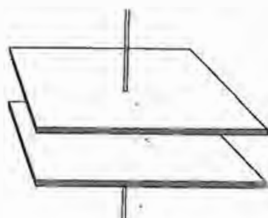


Fig. 1 N - La figura illustra nella sua versione più elementare — dalla quale sono poi derivati tutti i vari tipi che esamineremo in dettaglio più avanti, nella lezione — la struttura costitutiva di un condensatore ad elettrodi piani. Esso consiste di due o più armature metalliche separate da un materiale isolante detto dielettrico le cui proprietà sono esposte nel testo.

Carica di un condensatore

Il circuito in serie della **figura 2 N** consiste di una capacità con dielettrico ad aria, di un galvanometro, di un deviatore e di una sorgente di corrente continua.

Le superfici conduttrici, « A » e « B », sono le armature.

Quando il deviatore è in posizione « 1 » esse sono reciprocamente neutre; ciò vuol dire che esse sono al medesimo potenziale, e contengono un egual numero di cariche positive e negative.

Portiamo ora il deviatore in posizione « 2 »; gli elettroni presenti all'elettrodo « A » vengono attratti dal polo positivo della batteria per cui lasciano l'elettrodo stesso carico di elettricità positiva, vale a dire mancante di elettroni.

Il polo negativo della batteria fornisce elettroni all'elettrodo « B » caricandolo di elettricità negativa, ossia con eccesso di elettroni. Gli elettroni non possono passare attraverso la capacità dato che le armature sono separate da un buon isolante. Per questo, ogni qualvolta una capacità viene collegata ad una sorgente di potenziale, si carica immediatamente.

La carica positiva su uno degli elettrodi induce sempre una carica negativa sull'altro; dette cariche sono sempre della medesima entità, se pure di segno contrario.

Le caratteristiche isolanti del dielettrico — lo abbiamo ora accennato — non permettono il passaggio della corrente continua. Tuttavia, non appena il deviatore viene portato dalla posizione « 1 » alla posizione « 2 », l'indice del galvanometro subisce una momentanea deflessione verso destra, denotando un passaggio istantaneo di elettroni dall'elettrodo « A » all'elettrodo « B ».

Si dice che il condensatore « si sta caricando » in tale frazione di tempo.

Durante il passaggio di detta corrente, ai capi del condensatore in oggetto si forma una differenza di potenziale eguale a quella della batteria; una volta raggiunta tale differenza di potenziale il passaggio di corrente cessa ed il condensatore è completamente carico.

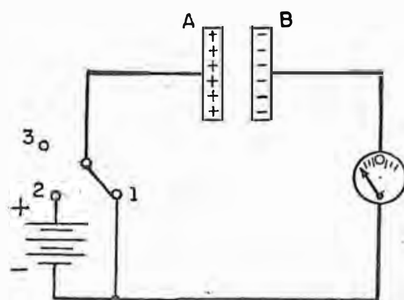
Il condensatore si carica perciò con una tensione eguale in entità — ed opposta come polarità — a quella della batteria.

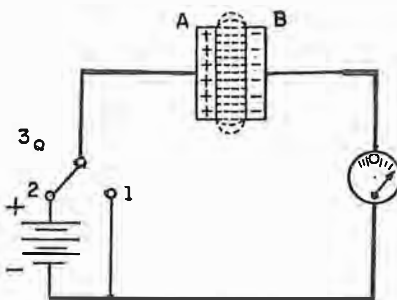
Le cariche opposte degli elettrodi si attraggono reciprocamente, ma non possono venire a contatto data la presenza del dielettrico. In esso perciò le cariche producono un **campo elettrico**, rappresentato nella figura dalle linee tratteggiate.

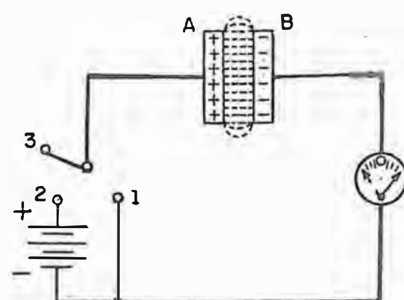
Il campo costituisce l'energia elettrica immagazzinata nel dielettrico stesso.

Se infine, il deviatore viene portato in posizione « 3 », la sorgente di energia viene staccata, ma, non avendo gli elettroni alcun cammino da percorrere, la capacità resta carica.

Fig. 2 N - Circuito dimostrativo della carica di un condensatore. Col commutatore in posizione « 1 », le armature « A » e « B » sono reciprocamente neutre, ossia al medesimo potenziale. Portando il commutatore su « 2 » avviene la carica in quanto la batteria fa sì che gli elettroni vadano da « A » al suo polo positivo mentre a « B » la batteria fornisce elettroni. Lo strumento indica in quell'istante un momentaneo passaggio di corrente, denotante la carica. Passando il commutatore sulla posizione individuata dal numero « 3 » la carica permane tra le armature.







Scarica di un condensatore

Supponiamo ora di rimettere il deviatore in posizione « 1 ».

Al momento dello scatto, si ha un passaggio istantaneo di corrente indicato nella figura dall'indice tratteggiato del galvanometro. Tale passaggio avviene in senso opposto a quello della corrente di carica, per cui il condensatore si scarica.

Gli elettroni in eccesso sull'elettrodo « B » si spostano attraverso il circuito all'elettrodo « A », finché si raggiunge nuovamente l'equilibrio, ossia finché gli elettrodi sono di nuovo reciprocamente neutri, nel qual caso la corrente che scorre tra di essi e la differenza di potenziale risultano zero.

Campo elettrico

Vediamo ora meglio cosa accade nel dielettrico durante la carica e la scarica del condensatore.

Sappiamo che un materiale isolante contiene pochi elettroni liberi; tuttavia, gli elettroni degli atomi dell'isolante possono essere spostati o comunque costretti a muoversi dalla loro sede quando si applica una tensione alle estremità dell'isolante.

Riferendoci alla figura 2 N si può notare che gli elettroni dell'elettrodo « B » della capacità carica esercitano una forza di repulsione su quelli presenti negli atomi del dielettrico. Analogamente, l'elettrodo « A », essendo caricato positivamente, esercita una notevole attrazione sugli stessi.

Perciò gli elettroni contenuti nel dielettrico, pur non potendo abbandonare le loro orbite negli atomi cui appartengono, assumono una nuova posizione.

Lo spostamento degli elettroni costituisce un piccolo ed istantaneo passaggio di corrente nel dielettrico. Dato che tale corrente è causata, come si è visto, dal dislocamento degli elettroni sull'orbita degli atomi del dielettrico viene denominata « corrente di spostamento ».

Se la tensione viene tolta dal condensatore carico, gli elettroni spostati nel dielettrico restano comunque nella loro nuova posizione, in stato di tensione. In seguito alla scarica essi ritornano invece alla loro posizione primitiva, dando luogo ad uno spostamento in senso opposto.

Poiché gli elettroni del dielettrico, come abbiamo ora visto, possono oscillare avanti e indietro, **il condensatore permette il passaggio della corrente alternata**; ma, poiché non possono invece muoversi costantemente in una direzione, il condensatore **non permette il passaggio alla corrente continua.**

Costante dielettrica

Se come dielettrico viene impiegata la mica al posto dell'aria, si ha un maggior passaggio di corrente nel circuito esterno, il campo elettrico è più intenso, e l'energia in esso immagazzinata è in quantità maggiore.

Ciò accade in quanto la mica, come pure altri isolanti, costituisce un conduttore migliore dell'aria per quanto riguarda le linee di forza elettrica.

Se si caricano con la medesima tensione due condensatori con armature parallele, identici tra loro ad eccezione del dielettrico, si troverà che il numero di linee elettriche di forza è differente.

Il rapporto tra il numero di linee di forza che si stabiliscono in un materiale dielettrico ed il numero di quelle che si stabiliscono nell'aria, si chiama **costante dielettrica** del materiale stesso.

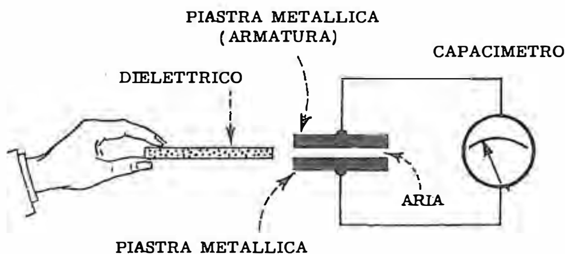
Ad esempio, se consideriamo la costante dell'aria eguale a 1, quella della mica corrisponde a circa 6, e quella dell'olio a circa 2.

La lettera **K** rappresenta la costante dielettrica nelle equazioni relative alla capacità.

La capacità di un condensatore può essere paragonata in parte al volume di un recipiente.

La quantità di liquido che è possibile introdurre in un recipiente è in relazione alle dimensioni di quest'ultimo; ma la quantità di carica elettrica che è possibile immagazzinare in una capacità non dipende soltanto dalle dimensioni degli elettrodi ma anche dalla costante dielettrica.

È per questo che la capacità di un condensatore ad elettrodi paralleli, aventi come dielettrico della mica, è molto maggiore che non quella di un condensatore analogo avente come dielettrico l'aria (**figura 3 N**).



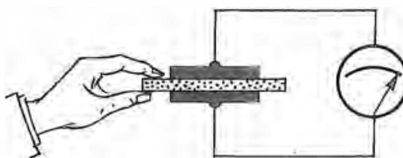


Fig. **3 N** - Un determinato condensatore, al quale sia applicata una tensione costante **è** in grado di accumulare una farica elettrica otto volte maggiore se il dielettrico invece che da aria **(a sinistra) è** costituito da mica, tre volte se il dielettrico **è** polistirolo e ben **170** volte se **è** biossido di titanio.

Applicazione nei circuiti

Durante la carica e la scarica di un condensatore, il passaggio di corrente è istantaneo.

Mentre un condensatore si carica si produce ai suoi capi un progressivo aumento di tensione, esattamente come si produce un progressivo aumento di pressione internamente ad un pneumatico allorché lo si riempie d'aria.

Quando una tensione a c.c. viene applicata ai capi di una capacità, la corrente scorre finché la tensione sale dal suo valore iniziale a quello della sorgente di energia. Solo per il tempo in cui tale tensione subisce tale progressiva variazione lo strumento denota un passaggio di corrente nel circuito.

Quando si applica una tensione a c.a., il passaggio di corrente tra gli elettrodi avviene **sempre**, in quanto la tensione per sua natura si manifesta, come sappiamo, con continue variazioni.

Così una capacità permette il passaggio di una corrente nel circuito esterno quando varia la tensione ai suoi capi.

Dal momento che un condensatore permette il passaggio della corrente alternata e non quello della corrente continua, la **sua azione è opposta a quella di una induttanza** che permette il passaggio di una c.c. mentre oppone una forte resistenza al passaggio di una corrente alternata.

Uso della capacità

Le capacità vengono usate per diversi scopi.

In alcuni circuiti ad esempio, è necessario che la c.a. non scorra in alcuni particolari elementi del circuito stesso; in questo caso, se si collega una capacità detta « di fuga » (in inglese « by pass ») **in parallelo** a tali elementi, la c.a. può avviarsi facilmente al condensatore anziché passare negli elementi stessi.

Un esempio di caso del genere è già stato da noi incontrato e messo in evidenza, nella descrizione dei ricevitori semplici.

Il lettore ricorderà a questo proposito che, dopo la rivelazione, si inserisce un condensatore di fuga per l'Alta Frequenza residua affinché la stessa non si inoltri alla cuffia con effetti dannosi alla stabilità elettrica del ricevitore.

Se in un circuito « fugato » deve scorrere una c.c., ciò può avvenire perfettamente perché la c.c. scorre indipendentemente dalla presenza del condensatore in parallelo, dal quale non viene minimamente influenzata, dato che attraverso lo stesso non può avviarsi.

In altri circuiti è invece necessario evitare il passaggio di c.c. in un dato elemento.

In questo secondo caso, anch'esso assai frequente, un condensatore collegato **in serie** a tale elemento blocca la c.c. pur permettendo, come abbiamo visto, il passaggio della corrente alternata.

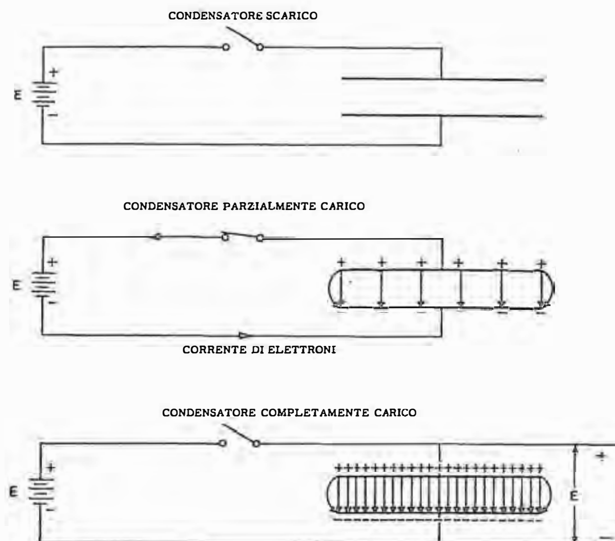


Fig. 4 N - Processo elementare di carica di un condensatore. Uno degli elettrodi (armature) accumula un eccesso di elettroni, l'altro ne accumula la mancanza. Allorché la carica è completa, ai capi del condensatore si ha una differenza di potenziale E pari a quella della batteria, anche se l'interruttore è aperto.

Le capacità vengono usate in due modi.

Il primo impiego consiste nel loro uso come dispositivi per immagazzinare energia. Quando un condensatore viene caricato, abbiamo detto che uno degli elettrodi accumula un eccesso di elettroni, mentre l'altro ne accumula la mancanza, per il fatto che detti elettroni non possono scorrere nel dielettrico (**figura 4 N**).

Utilizzando l'attitudine del condensatore ad immagazzinare energia, si può: **1)** caricare detta capacità mediante una batteria o qualsiasi altra sorgente di c.c., **2)** mantenere tale carica per il tempo desiderato, oppure, **3)** regolare il tempo di carica e scarica.

Il secondo modo di impiego del condensatore consiste nell'uso come dispositivo di accoppiamento.

In questo caso viene sfruttato il fatto — già messo in rilievo — che la c.c. viene bloccata mentre si permette il passaggio della c.a.

È opportuno osservare che, quando si dice che la c.a. passa attraverso un condensatore, non si ha una vera e propria corrente di conduzione elettronica attraverso il dielettrico. Si ha in realtà, ciò che abbiamo già visto, una corrente di elettroni che si spostano avanti e indietro rispetto alle armature, e perciò la corrente che attraversa il condensatore è una corrente di spostamento: l'ammontare di quest'ultima è eguale a quello della corrente degli elettroni: tuttavia è abituale dire semplicemente che la c.a. « scorre » attraverso un condensatore.

L'opposizione al passaggio di corrente da parte di una capacità varia in maniera inversamente proporzionale alla frequenza, ossia l'opposizione diminuisce con l'aumentare della frequenza.

In un circuito progettato a dovere, un condensatore di accoppiamento permette il passaggio della c.a. senza opposizione apprezzabile.

A causa di ciò, ai suoi capi si sviluppa una tensione minima e quasi tutta la tensione alternata, detta **tensione del segnale**, perviene ai capi del carico utilizzatore.

Le cose più importanti da ricordare nel caso del condensatore usato come mezzo di accoppiamento sono le seguenti:

1) il segnale a c.a. passa attraverso il condensatore con una velocità analoga a quella della luce e con una perdita di ampiezza trascurabile;
2) le due armature del condensatore seguono le variazioni dei segnali quasi istantaneamente;
3) la caduta di tensione ai capi del condensatore è trascurabile, e
4) durante il ciclo di c.a., la carica e la scarica del condensatore non sono apprezzabili.

La **figura 5 N** illustra un circuito di accoppiamento tra i due punti « A » e « B ».

Il **segnale** presente in « A » passa attraverso il condensatore senza subire variazioni di fase o di ampiezza. Il condensatore agisce nei confronti del segnale a c.a. come un vero e proprio conduttore.

È opportuno notare che il condensatore della figura svolge anche, contemporaneamente, una funzione di bloccaggio tra il punto « A » e il punto « B » per il potenziale a c.c. indicato con + « AT ».

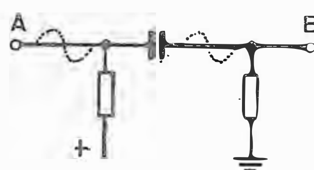


Fig. **5 N** - Tra gli impieghi della capacità vi **è** quello detto di accoppiamento. Viene sfruttata la caratteristica del condensatore consistente nel consentire il passaggio della corrente alternata e nell'impedire, nello stesso tempo, il passaggio alla corrente continua. In A vi **è** contemporaneamente corrente continua (proveniente da **+ AT**) e corrente alternata (segnale): solo quest'ultima raggiunge B così come **è** richiesto dalle necessità di questo circuito frequentemente adottato nelle apparecchiature elettroniche.

Unità di capacità

L'attitudine da parte di un condensatore a permettere il passaggio di una corrente quando varia la tensione applicata ai suoi capi si chiama **capacità**.

La capacità viene misurata in **farad**, dal nome di Michele Faraday, fisico inglese.

Un condensatore ha una capacità di 1 farad quando una variazione di 1 volt al secondo produce una corrente di 1 ampère attraverso il condensatore stesso.

Il farad è però un'unità troppo grande per essere usata agli scopi pratici, ed i condensatori impiegati generalmente nelle apparecchiature elettroniche vengono misurati in microfarad ed in micro-microfarad.

« Un microfarad corrisponde alla milionesima parte di un farad ed un micro-microfarad alla milionesima parte di un microfarad ».

La capacità di un condensatore dipende da **tre** fattori: — la superficie degli elettrodi metallici o armature, la distanza tra di esse e la natura del dielettrico — per i seguenti motivi:

1) la differenza di potenziale tra le armature di un condensatore spinge le linee elettriche di flusso all'interno del dielettrico. Tali linee sono illustrate dalle righe presenti tra gli elettrodi del condensatore della **figura 6 N**.
È ovvio che, se la superficie delle armature viene aumentata, aumenta il numero delle linee, per cui scorre una corrente maggiore.

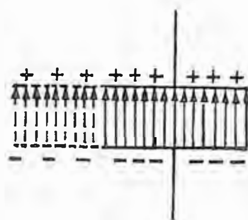


Fig. **6 N** - La differenza di potenziale tra le due armature spinge le linee di flusso - qui rappresentate dalle frecce - all'interno del dielettrico. Se aumenta la superficie (parte a lato, tratteggiata) aumenta anche il numero delle linee di potenziale e perciò, la corrente.

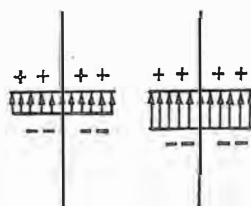


Fig. **7 N** - Tra due condensatori di pari superficie delle armature, si ha maggiore passaggio di flusso - e quindi maggiore capacità - in quello che presenta minore distanza tra le armature stesse, vale a dire, minore spessore dello spazio dielettrico.

2) se la distanza tra gli elettrodi viene diminuita, diminuendo lo spessore del dielettrico, la distanza attraverso la quale la tensione deve spingere le linee di flusso diminuisce, per cui si ha un maggior passaggio di corrente.
Per questo motivo il condensatore illustrato nella sezione a destra della **figura 7 N**, ha una capacità maggiore di quello di sinistra.
3) se in un dato condensatore si sostituisce la mica all'aria, la capacità diventa sei volte maggiore a causa della costante dielettrica « K » della mica che corrisponde, come si è detto, a 6 mentre quella dell'aria corrisponde a 1 (figura 3 N).

La capacità di un condensatore ad armature parallele è data dall'equazione:

$$C = \frac{KA}{d} \times 0{,}0885$$

nella quale « C » equivale alla capacità in micro-microfarad ($\mu\mu F$), « K » equivale alla costante dielettrica del materiale usato, « A » equivale alla superficie di uno degli elettrodi in cm^2, e « d » alla distanza tra gli elettrodi in centimetri.

Da questa equazione si rileva che la capacità di un condensatore con armature parallele è

1) direttamente proporzionale alle superfici opposte delle armature,
2) inversamente proporzionale alla loro distanza (ossia allo spessore del dielettrico) e
3) direttamente proporzionale alla costante dielettrica « K ».

La capacità di un condensatore può essere definita anche in funzione della quantità di energia che esso è in grado di immagazzinare, con una data differenza di potenziale ai suoi capi.

Così, **un condensatore avente una capacità di 1 farad può immagazzinare la carica di 1 coulomb** (cioè $6{,}28 \times 10^{18}$ elettroni) **quando la differenza di potenziale è di 1 volt.**

Espresso come equazione ciò diventa:

« Q » = « CE »

dove « Q » equivale alla quantità di elettricità immagazzinata in coulomb; « C » alla capacità del condensatore ed « E » alla differenza di potenziale in volt.

Da ciò si deduce che un condensatore piccolo può immagazzinare una carica inferiore a quella che può essere immagazzinata da un condensatore grande, a parità di tensione applicata.

In elettronica è praticamente impossibile avere a che fare con capacità del valore di 1 farad, in quanto una tale capacità risulta enorme; come precedentemente detto, vengono usati dei sottomultipli ossia il **microfarad** ed il **micro-microfarad**.

Per comodità di espressione, sia grafica che verbale, l'unità di misura detta micro-microfarad indicata col simbolo « $\mu\mu F$ » è stata sostituita dal termine **picofarad** indicato col simbolo « **pF** ».

Portata di tensione

Per la scelta o la sostituzione di un condensatore in un circuito per un determinato scopo, è necessario considerare **1)** il valore di capacità richiesto e **2)** l'ammontare della tensione alla quale il condensatore deve essere sottoposto.

Se detta tensione è eccessiva, il materiale che costituisce il dielettrico può rompersi e bruciare. Il condensatore allora va in cortocircuito, ed il passaggio di c.c. che per conseguenza può verificarsi può danneggiare le altre parti dell'apparecchio o dispositivo. Per questo motivo i condensatori hanno una portata di tensione che non deve essere superata.

La tensione di lavoro di un condensatore è la massima tensione che può essere applicata in continuità senza danneggiarlo. Essa dipende **1)** dal tipo di materiale usato come dielettrico, nonché **2)** dal suo spessore.

Come sappiamo, la capacità di un condensatore diminuisce con l'aumentare dello spessore del dielettrico; pertanto un condensatore per alta tensione — avente per necessità un dielettrico di notevole spessore — deve avere anche armature a superficie maggiore di quella di un condensatore della medesima capacità ma per tensione inferiore, il cui dielettrico è, ovviamente, più sottile.

La portata di tensione dipende infine anche dalla frequenza, dato che le perdite ed il calore che da essa derivano **aumentano con l'aumentare della frequenza della tensione applicata.**

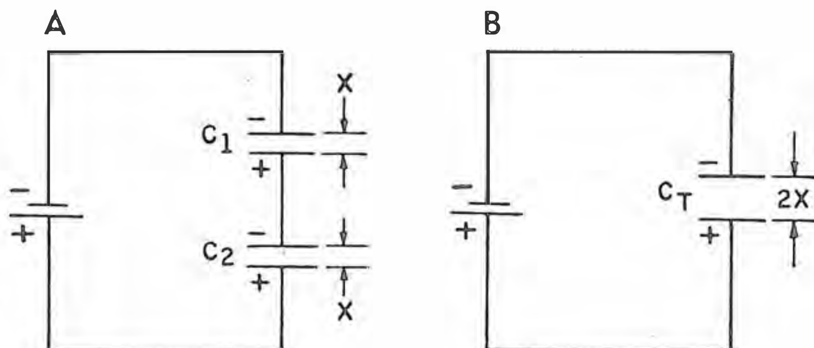
Un condensatore che possa funzionare in maniera appropriata con una differenza di potenziale di 500 volt c.c. non può funzionare con la medesima sicurezza se sottoposto ad una c.a. con un potenziale medio o efficace della medesima entità.

In un circuito a c.a. sappiamo che la tensione va da 0 al valore di picco due volte in ogni ciclo, pertanto è necessario prendere in considerazione tale valore massimo.

Nel caso di cui sopra, poiché una tensione efficace di 500 volt ha un valore di picco di 707 volt, un condensatore che debba funzionare con 500 volt efficaci c.a. deve presentare una tensione di lavoro di almeno 750 volt.



Fig. **8 N** - Se colleghiamo due condensatori in serie, C_1 e C_2, aventi ciascuno uno spessore **« X »** di dielettrico (figura A), avremo lo stesso effetto che se impiegassimo un condensatore unico, **CT**, con spessore del dielettrico (figura **B)** pari alla somma degli spessori **(2X)**: in altre parole, minore capacità, per contro, avremo una tensione ammissibile di lavoro molto più alta.



Il valore di picco che può raggiungere una c.c. « pulsante » è incerto; con tale tipo di tensione è procedura comune, per scegliere un condensatore, tenere il medesimo margine di sicurezza che si osserva per la c.a., ossia circa il 50 % in più della tensione efficace.

In ogni caso è opportuno assicurarsi sempre che la portata di tensione del condensatore sia maggiore di qualsiasi tensione presente nel circuito in cui esso deve essere impiegato.

Condensatori in serie

Quando due o più condensatori vengono collegati in serie, la capacità totale è eguale a quella di un unico condensatore avente la massima superficie ma con un dielettrico di spessore maggiore.

Si sa che, mantenendo costante la superficie, maggiore è lo spessore del dielettrico, minore è la capacità.

Nel caso di condensatori collegati in serie, la capacità totale è quindi, inferiore a quella del condensatore avente la capacità minore.

La **figura 8 N** mostra in **A** due condensatori collegati in serie.

In ognuno di essi lo spessore del dielettrico è « X ». L'effetto è il medesimo che avrebbe luogo se si eliminassero i due elettrodi interni, ed i due condensatori, « C1 » e « C2 », fossero sostituiti da un unico condensatore « C_T » avente la medesima superficie, ed un dielettrico di spessore pari alla somma degli spessori dei due condensatori, ossia « 2X », come nella sezione **B** della figura stessa.

La capacità totale di due o più condensatori in serie è data dalla seguente equazione:

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots\ldots$$

Poiché, in effetti, lo spessore del dielettrico aumenta quando i condensatori vengono collegati in serie, la tensione massima possibile di lavoro di tale combinazione aumenta anch'essa in proporzione.

Teoricamente, la tensione di lavoro dovrebbe corrispondere alla somma delle tensioni di lavoro di ogni singolo condensatore. È però opportuno ricordare che le tensioni presenti ai capi dei condensatori si dividono in proporzione inversa alle loro capacità.

Consideriamo infatti, un condensatore da 0,1 microfarad in serie ad un altro da 0,2 microfarad, sotto una tensione alternata di 300 volt: il primo sviluppa ai suoi capi una tensione — supponiamo — di 200 volt, mentre il secondo sviluppa una tensione di 100 volt.

Tuttavia, la tensione continua, eventualmente presente, si divide in proporzione diretta relativamente alla resistenza ohmica dei due dielettrici contemplati.

Poiché generalmente le qualità isolanti di un condensatore differiscono da quelle di un altro,

anche se le due capacità sono eguali, la divisione della tensione continua può verificarsi in maniera disuguale.

Ciò è illustrato dal seguente esempio: supponiamo che due condensatori da 0,1 µF-500 volt, vengano collegati in serie sotto una tensione continua di 1 000 volt.

Se la resistenza alla c.c. di uno di essi è di 45 Mohm e quella dell'altro è di 15 Mohm, la tensione presente ai capi del primo è il triplo di quella presente ai capi del secondo.

Anche se ognuno di essi ha una tensione di lavoro di 500 volt, non è sicuro collegarli in serie e sottoporli ad una differenza di potenziale di 1 000 volt, in quanto il primo avrebbe ai suoi capi 750 volt, ed il secondo solo 250.

Ciò significa che il condensatore con resistenza maggiore verrebbe deteriorato e che quindi l'intera tensione di 1 000 volt si troverebbe ai capi del secondo, deteriorandolo a sua volta.

Tale inconveniente può essere ovviato collegando in parallelo ad ogni condensatore una resistenza di valore relativamente basso rispetto alla resistenza del condensatore, ad esempio di 1 Mohm.

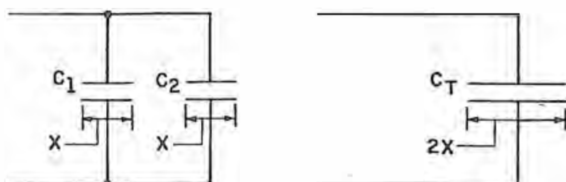
Quando i condensatori vengono usati per bloccare un potenziale a c.c., la loro resistenza diventa un fattore molto importante. Ad esempio, la pratica insegna che per i condensatori di accoppiamento, la resistenza deve essere maggiore di 50 Mohm: se è inferiore, i condensatori devono essere sostituiti.

Condensatori in parallelo

Il collegamento dei condensatori in parallelo, corrisponde in realtà ad un aumento della superficie delle armature (**figura 9 N**).

Poiché all'aumento della superficie corrisponde un aumento della capacità, la capacità totale è data dalla somma delle capacità individuali.

Così si ha:



$$C_T = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots\ldots$$

Si noti che, mentre **i condensatori in serie si comportano nei loro valori come le resistenze in parallelo, i condensatori in parallelo si comportano viceversa, come le resistenze in serie.**

La tensione limite di deterioramento dei condensatori in parallelo non supera quella del condensatore presente nel gruppo avente la più bassa tensione di isolamento.

Naturalmente alcuni circuiti possono contenere anche il collegamento misto e cioè contemplare sia condensatori in serie sia in parallelo. In tal caso la capacità totale si calcola applicando di seguito le regole citate.

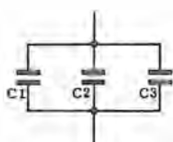


Fig. **9 N** - Collegando due condensatori in parallelo, C_1 e C_2, ciascuno con superficie « **X** » delle armature **(A)** avremo lo stesso effetto che se adottassimo un condensatore unico, **CT**, con superficie **(B)** pari alla somma delle superfici **(2X)**: in altre parole, maggiore capacità. La tensione ammissibile di lavoro, rimane quella del condensatore a tensione più bassa.

Nei circuiti a corr. continua

Abbiamo già visto gli effetti di un campo magnetico in un circuito induttivo.

Quando una corrente continua viene applicata improvvisamente ad una bobina, il campo magnetico che si espande fa sì che la corrente sia **in ritardo** rispetto alla tensione. Sappiamo che si sviluppa un potenziale opposto, proporzionale alle variazioni di corrente, che raggiunge un valore massimo quando dette variazioni avvengono molto rapidamente.

Sappiamo anche che, analogamente, quando il campo magnetico cessa di colpo, la corrente decresce in maniera esponenziale e raggiunge gradatamente il valore zero, in quanto la f.e.m. opposta tende a mantenerla in azione.

A causa di ciò, un'induttanza si oppone a qualsiasi variazione della corrente che la percorre. Essa oppone la maggiore reattanza nel primo istante in cui la tensione viene applicata, perché è allora che la corrente subisce la più rapida variazione.

L'effetto di un condensatore è l'opposto di quello di un'induttanza.

Esso permette il passaggio di una corrente solo quando varia la tensione presente ai suoi capi.

Quando un condensatore viene collegato ad una batteria, la corrente che si manifesta al primo istante ha la massima intensità perché esso non contiene alcuna carica che si opponga al potenziale della sorgente.

Consideriamo ora il circuito in serie della **figura 10 N**.

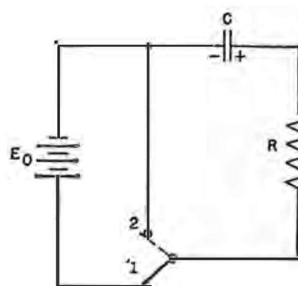


Fig. **10 N** - Portando il commutatore dalla posizione **«2»** (armature neutre) alla **« 1 »** si attua la carica del condensatore con la tensione della batteria. **È** quanto abbiamo già visto alla figura **2 N.**

Quando il deviatore è in posizione « 2 », le cariche sulle armature del condensatore sono reciprocamente neutre, esso è scarico e la tensione ai suoi capi è zero.

Quando invece si commuta il deviatore in posizione « 1 », il condensatore comincia a caricarsi.

Nel primo istante esso oppone una reattanza talmente bassa da costituire praticamente un cortocircuito; poiché l'unica opposizione al passaggio della corrente è la resistenza, la corrente sale immediatamente al valore E : R. È opportu-

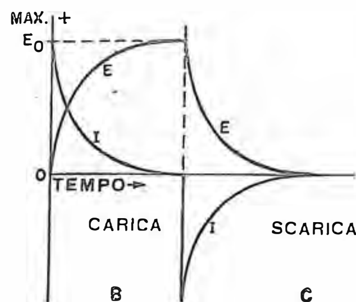


Fig. **11 N** - la corrente di carica (I), nel circuito di figura **10 N**, massima al primo istante, scende poi gradualmente in quanto ai capi del condensatore si forma una tensione opposta (E) a quella della batteria. La carica cessa quando le due tensioni risultano eguali.

no notare che, durante la carica del condensatore, la corrente è massima nel primo istante, come si è detto, ma scende poi gradatamente a zero (vedi **B** in **figura 11 N**).

Man mano che il condensatore si carica, ai suoi capi si forma una tensione opposta a quella della batteria. Tale tensione quindi si oppone al passaggio di corrente; questa, di conseguenza, diminuisce gradatamente con l'aumentare della tensione. Quando infine la tensione prodottasi raggiunge il valore di quella della batteria, la corrente cessa di scorrere (vedi **C**, sempre in figura 11 N).

Portiamo ora il deviatore in posizione « 2 ».

Dal momento che il condensatore è completamente carico ad una tensione pari a quella della batteria, la corrente si scarica, in direzione opposta, attraverso la resistenza.

La corrente di scarica ha la massima intensità nell'istante in cui il deviatore chiude il circuito: questo massimo di corrente ha la medesima entità della corrente massima di carica.

Si noti che la corrente di scarica scorre in direzione opposta a quella di carica; essa continua a scorrere diminuendo gradatamente fino alla scomparsa della carica, come è mostrato in C dalle curve di tensione e di corrente della figura 11 N.

La forma o andamento della curva di carica è identica a quella della curva di scarica, ed è nota col nome di **curva esponenziale**.

Come è illustrato anche dalla figura 11 N, quando una sorgente di c.c. viene improvvisamente collegata ad un circuito capacitivo, la tensione presente ai capi del condensatore non

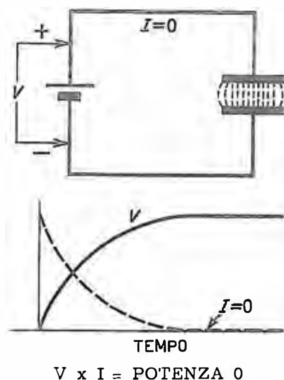


Fig. **14 N** - Con riferimento alla carica di un condensatore si rileva che non vi **è** dissipazione di energia perché moltiplicando la tensione per la corrente presente si ha sempre zero come risultato.

raggiunge il valore massimo immediatamente ma gradatamente.

Il tempo che è necessario affinché il potenziale del condensatore raggiunga quello della sorgente, dipende dalla resistenza del circuito e dalla capacità del condensatore.

La resistenza in serie presente nel circuito di figura 10 N, limita il massimo ammontare di corrente che può scorrere. Per questo la resistenza rappresenta un fattore della massima importanza agli effetti del tempo di carica e della scarica del condensatore stesso.

La **figura 12 N** riassume l'andamento della carica e della scarica nei riguardi della « tensione », mentre in **figura 13 N** si può osservare il contemporaneo comportamento della « corrente ». Per la sola carica, la **figura 14 N** mostra, in figura unica la stessa cosa.

Ricordiamo che il prodotto dei valori di resistenza (in ohm) e della capacità (in farad) si chiama **costante di tempo del circuito**: è espressa in secondi, e, come è noto, rappresenta il tempo necessario affinché la tensione presente ai capi del condensatore raggiunga il 63,2 % della tensione applicata.

Ricordi il lettore che il concetto di costante di tempo qui richiamato è analogo a quello definito a pagina 3 m per l'induttanza.

Nei circuiti a corr. alternata

Come abbiamo spiegato precedentemente, un condensatore in serie in un circuito a c.c. blocca la corrente ad eccezione di ciò che riguarda la corrente istantanea di carica che ha luogo appena il deviatore viene chiuso.

In un circuito a c.a. invece, dal momento che tanto la tensione quanto la corrente variano continuamente e si invertono periodicamente, si

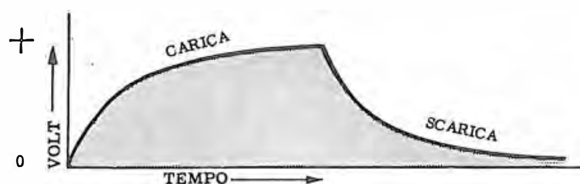


Fig. **12 N** - Sia per la carica che per la scarica del condensatore, con resistenza in serie nel circuito, si ha un andamento nel tempo, per la tensione, simile a quello qui a fianco riprodotto.

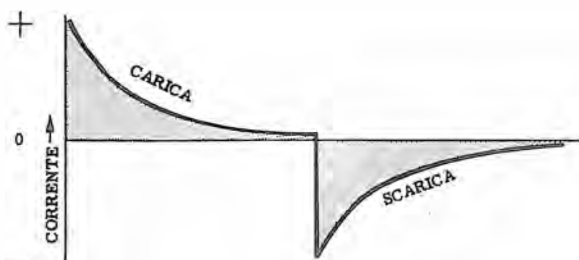


Fig. **13 N** - Quanto visto sopra, riferito alla corrente. La zona sotto alla linea « zero » denota la restituzione dell'energia.

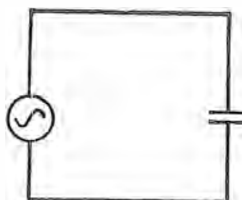
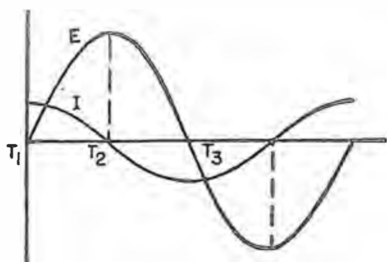


Fig. **15 N** - Una sorgente di corrente alternata fornisce la tensione ad un condensatore (si presuma che non vi sia resistenza nel circuito).



ha — ricordiamo — un passaggio costante di corrente.

Nella **figura 15 N**, viene mostrata una sorgente di c.a. in serie ad un condensatore.

L'uscita sinusoidale « E » dell'alternatore è visibile in **figura 16 N**.

Nell'istante « T_1 », « E » è zero (è però in procinto di raggiungere il suo massimo valore) pertanto la corrente « I » ha in quel momento il suo valore massimo.

Nell'istante « T_2 » invece, « E » è al massimo (ma tende poi a ridursi a zero) per cui il valore della corrente attraverso la capacità è zero.

Nell'istante « T_3 », « E » è nuovamente zero (ma tende verso il massimo valore in direzione negativa) per cui la corrente ha il massimo valore negativo.

È da notare che la corrente « I » del circuito oltre ad essere sinusoidale, è **in anticipo** di 90° rispetto ad « E ».

La sezione a lato della figura illustra la rappresentazione vettoriale di I e di E, mentre la **figura 17 N** ripete, in figura unica ciò che abbiamo testé visto.

In un circuito capacitivo perciò **la corrente anticipa di 90° rispetto alla tensione.**

Ciò è esattamente l'opposto di quanto accade in un circuito induttivo in cui, viceversa, è la tensione che è in anticipo di 90° rispetto alla corrente.

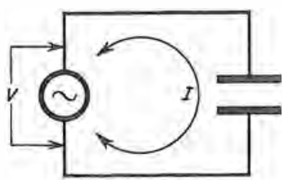
Un buon sistema per ricordare le relazioni di fase tra corrente e tensione nei due casi, consiste nel ricordare le due sillabe « **ELI** » ed « **ICE** ».

Nella sillaba « ELI » la lettera in centro « L » rappresenta l'induttanza. La « E » è prima della « I », significando che la tensione, « E », precede la corrente, « I », attraverso una induttanza.

Nella sillaba « ICE », la lettera in centro « C » rappresenta la capacità. La « I » è prima della « E », significando che la corrente, « I », precede la tensione, « E », attraverso una capacità.



Fig. 16 N - Nell'istante « T_1 » la tensione « E » fornita dall'alternatore di cui alla figura precedente, è a zero (e la corrente è al suo massimo valore), in « T_2 », viceversa, il massimo è raggiunto da « E » (e la corrente è a zero): si ripetono poi le posizioni con la semionda negativa. Ne risulta che la corrente « I » anticipa di 90° su « E », così come dimostra la rappresentazione vettoriale riprodotta qui sopra a lato delle sinusoidi.



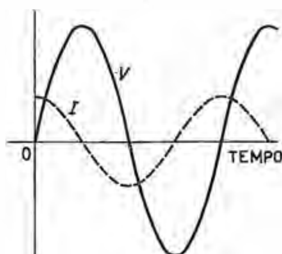


Fig. 17 N - Nel circuito che alimenta il condensatore in alternata, stante I 90° di sfasamento tra corrente e tensione, il loro prodotto risulta essere sempre pari a zero; ciò vuol dire che in una simile combinazione (teorica) non vi è consumo di potenza.

Reattanza capacitiva

La capacità, pur permettendo il passaggio della corrente alternata, offre alla stessa una certa opposizione.

L'opposizione dovuta alla capacità di un circuito, costituisce la **reattanza capacitiva.**

La reattanza capacitiva — che è in certo qual modo la resistenza che tiene conto della frequenza — è infatti misurata in ohm, ed il simbolo è « X_c ».

Come abbiamo visto, il passaggio di corrente in un circuito capacitivo dipende dal valore della capacità, dal rapporto di variazione della tensione applicata, e dall'ampiezza di tale tensione. A sua volta, il rapporto di variazione della tensione dipende dalla frequenza.

Pertanto:

$$I = 2\pi FCE$$

nella quale « I » è la corrente in ampère, « F » la frequenza in hertz (cicli al secondo), « C » la capacità in farad ed « E » la tensione applicata in volt.

Sappiamo che:

$$\omega = 2\pi F$$

per cui:

$$I = \omega CE$$

Il rapporto della tensione ai capi di un condensatore rispetto alla corrente che lo attraversa costituisce l'opposizione da parte dello stesso, ossia la reattanza capacitiva, « X_c », in ohm.

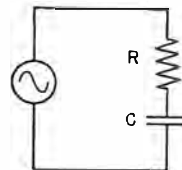
Quindi:

$$X_c = \frac{E}{I} = \frac{E}{\omega CE} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi FC}$$

È da notare che « X_c » è inversamente proporzionale alla frequenza ed anche alla capacità, ossia con **l'aumentare della frequenza o della capacità, minore è la reattanza**, e quindi maggiore è la corrente che passa.

Capacità e resistenza in serie

Fig. 18 N - Circuito con generatore che fornisce, così come nel caso precedente (figura 17 N), tensione alternata ad un condensatore (C) ma con interposta resistenza (R). Si tratta perciò di una situazione che può essere reale, a differenza della prima, solo teorica.



L'opposizione totale alla corrente in un circuito in serie formato sia da una capacità che da una resistenza, non è che la combinazione della resistenza « R » e della reattanza capacitiva « X_c », e costituisce l'**impedenza**, la quale viene anch'essa misurata in ohm.

Consideriamo una capacità ed una resistenza collegate in serie ad un alternatore (**figura 18 N**).

In un circuito in serie la corrente è eguale in tutti i punti, sia in intensità che in fase; tuttavia, le cadute di tensione ai capi dei due citati componenti non sono identiche. Inoltre sono reciprocamente sfasate di 90°.

La tensione « E » è in fase con « I » attraverso « R », mentre la tensione « E » ai capi di « C » è in ritardo rispetto ad « I » di 90°.

Tali tensioni sono rappresentate nella figura **B**, qui a lato, come diagrammi vettoriali polari; « I » costituisce il vettore orizzontale di riferimento.

Dal momento che le tensioni sono sfasate, esse devono essere sommate vettorialmente onde ottenere il valore totale.

Come si vede sul diagramma vettoriale (Sez. **C**), la tensione vettoriale « E_T », costituisce l'ipotenusa di un triangolo rettangolo di cui « E_R » ed « E_C » costituiscono a loro volta i cateti.

Si ha:

$$E_T = \sqrt{E_R^2 + E_C^2}$$

L'impedenza di un circuito in serie di questo tipo può essere calcolata in base alla tensione totale, « E_T », ed alla corrente di linea, « I », ossia:

$$Z = E_T : I$$

Supponiamo ora di rappresentare le tensioni presenti ai capi dei due componenti in funzione delle relative cadute di tensione, ossia la caduta di tensione ai capi della resistenza (pari ad « IR ») e la caduta ai capi del condensatore (pari a « IX_c »). La tensione totale è « IZ » (figura a lato, in **C**).

Dal momento che « I » è comune ad entrambi i fattori, è possibile eliderla e quindi ricavare una equazione che permetta di calcolare il valore dell'impedenza, come segue:

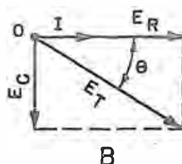
$$IZ = \sqrt{(IR)^2 + (IX_c)^2}$$

$$IZ = \sqrt{I^2 \;(R^2 + X_c^2)} = I \sqrt{R + X_c^2}$$

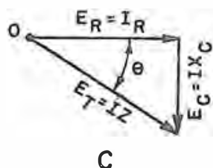
da cui:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_c^2}$$

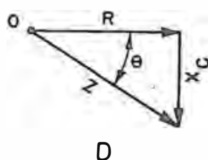
L'ultima equazione esprime l'**impedenza del circuito** in funzione della resistenza e della reattanza capacitiva, ed è molto importante: « Z », « R » ed « X_c » sono espresse in ohm.



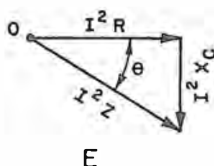
Circuito di figura **18 N** - La corrente **I** è eguale in tutti i punti ed « E » è in **fase** con essa per quanto riguarda « R » (E_R), ma sfasata di **90°** per quanto riguarda « C » (E_C).



Triangolo della tensione. « E_T » (tensione risultante dalla somma vettoriale) è legata all'angolo di sfasamento e, pertanto deriva da « E_R » + « E_C ».



Triangolo dell'impedenza. Quest'Ultima, « Z », deriva dalla somma vettoriale « R » + « X_C » (resistenza + reattanza).



Triangolo della potenza. La corrente (al quadrato, e cioè « I^2 ») per l'impedenza (« Z »), vale a dire la potenza, deriva dalla somma vettoriale di « I^2R » × « I^2X_C ».

Potenza nei circuiti capacitivi

In un condensatore perfetto non si ha dissipazione di potenza.

Ciò è illustrato dalla **figura 19 N**: tuttavia, non è possibile costruire un condensatore perfetto, pur essendo possibile ottenere perdite solo trascurabili.

La curva della potenza viene ricavata moltiplicando i valori istantanei della tensione per quelli della corrente.

I periodi di potenza positiva rappresentano il tempo in cui il campo elettrico si produce, ossia nel quale il condensatore si carica.

I periodi di potenza negativa rappresentano invece il tempo in cui il condensatore si scarica restituendo l'energia precedentemente immagazzinata, al circuito cui è collegato.

In un circuito capacitivo puro, il condensatore restituisce altrettanta energia in un quarto di ciclo, quanta ne consuma nel quarto successivo (vale a dire anche quanta ne ha dissipata nel quarto precedente).

Il prodotto tra « E » e « I » (espressi in valore efficace) in un circuito contenente capacità e resistenza dà la **potenza apparente** che viene misurata in volt-ampère o in chilovolt-ampère.

La **potenza reale**, invece, dipende dal rapporto tra la resistenza e l'impedenza.

Come si può notare dalla figura a lato, **C**, nel triangolo dell'impedenza, il rapporto tra « R » e « Z » equivale il coseno dell'angolo θ.

La potenza reale (altrimenti detta effettiva) corrisponde dunque a « EI » cos θ, ossia cos θ volte la potenza apparente.

Se si moltiplica ognuno dei cateti del triangolo della tensione (figura C), per il fattore comune di corrente, « I », si ottiene il triangolo della potenza (figura a lato, **E**), nel quale la base è « IR » volte « I », ossia « I^2R », e rappresenta la potenza reale effettivamente dissipata in calore per effetto Joule ai capi della resistenza « R ».

L'altezza di detto triangolo, « IX_c » volte « I », equivale a « I^2X_c », e rappresenta la potenza reattiva in volt-ampère, ossia l'ammontare della potenza di scambio tra la capacità ed il circuito.

L'ipotenusa « E_T » volte « I », rappresenta infine la potenza apparente fornita al circuito.

Le figure a fianco illustrano pertanto tre triangoli: quello della tensione (C), quello dell'impedenza (D), e quello della potenza (E).

Essi sono simili tra loro in quanto sono tutti riferiti al fattore comune della corrente. Per questo motivo anche l'angolo di fase θ possiede un valore costante in tutti e tre.

Il fattore di potenza « FP », del circuito « RC » (come quello del circuito « LR ») è espresso come segue:

$$\text{« FP »} = \cos\theta \; \frac{\text{potenza reale}}{\text{potenza apparente}}$$

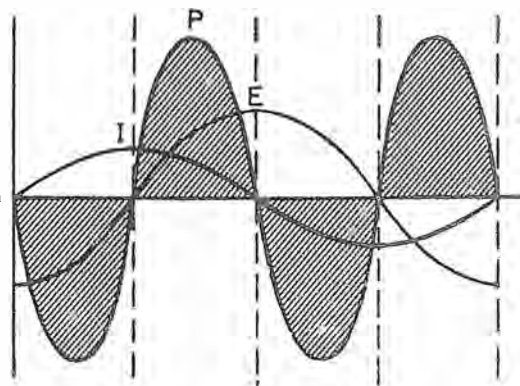


Fig. **19 N** - In un condensatore ideale non si ha dissipazione di potenza; lo abbiamo visto già in figura **17 N. I** periodi di potenza positiva rappresentano il tempo nel quale il condensatore si carica, quelli a potenza negativa, Invece, il periodo di scarica. Come si osserva (curva P e zone tratteggiate) le entità si equivalgono.

Capacità e resistenza in parallelo

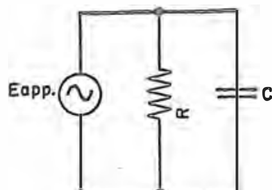


Fig. 20 N - Generatore di alternata applicato ad un circuito con condensatore avente resistenza in parallelo. Alla figura che segue è riprodotto il diagramma vettoriale della corrente e della tensione e nella figura a fondo pagina, una analogia idraulica della situazione e del comportamento.

In qualsiasi circuito in parallelo la tensione presente ai capi di tutti i componenti è la medesima; pertanto, nella rappresentazione vettoriale, si usa il valore della tensione come riferimento.

La **figura 20 N** illustra una capacità ed una resistenza in parallelo tra loro, collegate ad un generatore di corrente alternata.

La corrente che scorre nella resistenza è in fase rispetto al potenziale applicato, ed è rappresentata a 0° in corrispondenza del vettore, « E », tensione applicata (**figura 21 N**).

La corrente che passa attraverso il condensatore è invece in anticipo di 90° rispetto alla tensione, ed è rappresentata infatti a 90° in senso antiorario rispetto alla tensione.

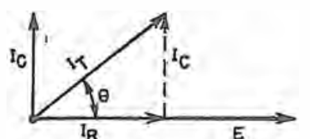


Fig. 21 N - Vettori per il circuito con capacità e resistenza in parallelo. Rispetto al vettore « E » della tensione applicata, la corrente « IR » è in fase, perciò a zero gradi: la corrente « IC » invece è in anticipo di 90°. Risolvendo rispetto al triangolo, si ottiene la corrente totale « IT » e poscia, volendo, l'impedenza « ZT ».

Prendendo I_T come ipotenusa, si traccia un triangolo rettangolo, e, risolvendo geometricamente rispetto alla corrente totale:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + I_C^2}$$

L'impedenza della combinazione in parallelo, Z_T è data da:

$$Z_T = \frac{E \text{ applicata}}{I_T}$$

Può essere utile, al fine di assimilare anche intuitivamente il comportamento di un condensatore applicato in parallelo ad una sorgente di tensione alternata o comunque in parallelo ad una resistenza percorsa da corrente alternata, richiamare brevemente il paragone idraulico illustrato qui sotto, in **figura 22 N**.

Quivi, la pompa sintetizzata sulla sinistra del disegno equivale alla sorgente di tensione alternata o comunque alla resistenza in parallelo, mentre il cilindro sulla destra, al condensatore.

Se il pistone della pompa viene azionato da una manovella che ruota a velocità uniforme, il risultante spostamento dell'acqua assumerà carattere sinusoidale.

Il movimento della corrente d'acqua viene applicato al diaframma flessibile il cui spostamento prima in un senso e poi nell'altro corrisponde alle « contrazioni » del dielettrico di un condensatore soggetto ad una f.e.m. alternativa.

È inoltre evidente che l'energia meccanica accumulata su detto diaframma flessibile durante una alternanza del pistone nel cilindro viene restituita parzialmente alla corrente d'acqua nella successiva alternanza, essendo in parte dissipata sotto forma di attrito del diaframma stesso, attrito che equivale, nella versione elettrica della similitudine, alla resistenza associata ad ogni condensatore reale.

Capacità e induttanza distribuite

Negli apparecchi elettronici, oltre all'induttanza ed alla capacità intrinseche rispettivamente degli avvolgimenti e dei condensatori, vi sono effetti distribuiti, sia di induttanza che di capacità, introdotti dai conduttori di collegamento, dai commutatori, dagli zoccoli di collegamento e da altri componenti.

Queste capacità ed induttanze distribuite acquistano notevole importanza nel campo delle radiofrequenze.

Con l'aumentare della frequenza del segnale applicato, la reattanza capacitiva diminuisce ed offre minore opposizione al passaggio della corrente.

Nel campo delle alte frequenze può verificarsi la presenza di forti correnti nei punti in cui a frequenze basse scorrono invece correnti trascurabili.

La reattanza induttiva aumenta in proporzione diretta rispetto alla frequenza.

Un comune pezzo di filo, la cui reattanza induttiva è del tutto trascurabile alle frequenze basse, può avere, rispetto alle frequenze alte, una reattanza induttiva talmente alta da neutralizzare il funzionamento di un circuito.

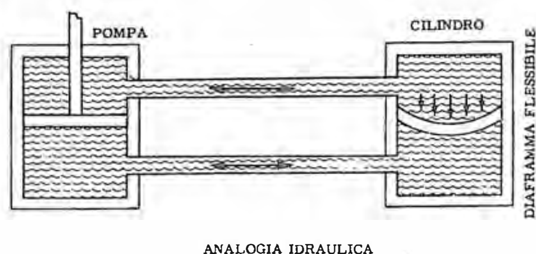
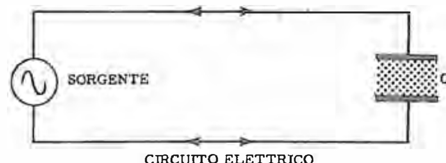


Fig. 22 N - Analogia idraulica di un condensatore inserito in un circuito a corrente alternata. Il condensatore si comporta come il cilindro dotato di membrana; le flessioni alterne di quest'ultima equivalgono alle contrazioni del dielettrico.



Condensatori

Il condensatore tipico, e cioè quello ad armature parallele, di cui ci siamo occupati sin qui, subisce, nella pratica realizzazione, svariate ed importanti modifiche al fine di meglio ottemperare alle infinite necessità che si presentano nei circuiti.

I condensatori di normale produzione industriale si dividono anzitutto — già lo sappiamo — in due classi principali: condensatori **fissi** e condensatori **variabili**.

I primi vengono utilizzati nei casi in cui occorre la presenza di una capacità di valore costante in ogni momento del funzionamento, mentre i secondi hanno impiego in quei casi in cui occorre disporre, in tempi diversi, di capacità di vario valore, con possibilità di variazione rapida e semplice del valore stesso.

I condensatori fissi vengono individuati e distinti generalmente con riferimento alla natura del materiale che costituisce il dielettrico, perché da esso dipendono molte loro particolarità; i condensatori variabili — che hanno spesso per dielettrico l'aria o, nei tipi più economici, un particolare materiale plastico — a seconda del loro impiego.

I primi comprendono pertanto i tipi a carta, ad olio, a carta-olio, a mica, a materiale plastico, nonché i tipi ceramici, al tantalio ed elettrolitici.

I secondi si dividono in condensatori di sintonia, compensatori, semifissi (o semivariabili), condensatori di neutralizzazione.

Come vedremo in seguito, esiste, per certi condensatori fissi — così come per i resistori — un codice di colori in base al quale, opportunamente segnando il condensatore è possibile una rapida individuazione della sua capacità.

Condensatori avvolti

Il condensatore a carta è stato un componente di largo impiego (usato soprattutto in campo telefonico) nei tipi ad alto valore capacitivo, ma ha trovato, in passato, anche vasta applicazione nelle capacità comprese tra 0,0001 μF ed 1 μF, nel ramo elettronico.

La carta (paraffinata) ha una costante dielettrica pari a 3,5 ed una tensione di perforazione variabile da 1 200 a 1 800 volt per uno spessore di 0,24 mm.

In questi ultimi anni la carta è stata abbandonata in favore dei materiali plastici (Mylar, Teflon, Polistirene, Neoprene, ecc.) tuttavia la tecnica costruttiva che qui accenniamo è la stessa, indipendentemente cioè dal tipo di dielettrico prescelto.

In questi tipi di condensatore, le armature sono costituite da lunghe strisce metalliche, separate tra loro dal film dielettrico ed avvolte in modo da costituire un corpo solido, compatto, di forma cilindrica o appiattita.

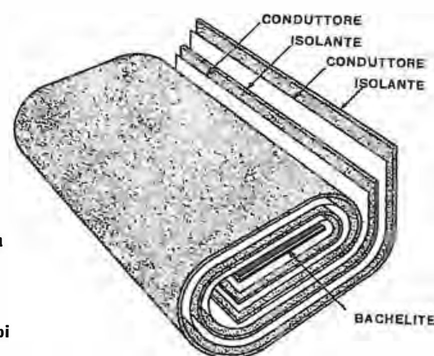


Fig. 23 N - Elementi costituenti un condensatore con dielettrico a pellicola. Avvolgimento a pacchetto piatto. Si noti che l'elemento conduttore (nastro metallico) utilizza entrambi i lati come armatura capacitiva.

A volte, con la carta, si rendeva necessario l'impiego di più di uno strato isolante al fine di evitare che le eventuali imperfezioni ne favorissero la perforazione.

È inoltre opportuno notare che, essendo gli elettrodi avvolti a spirale, ciascuno di essi ha due superfici attive, in quanto ognuna delle facce di un elettrodo viene contrapposta ad una dell'altro: la superficie attiva è corrispondente così a quella del doppio della superficie di un elettrodo.

La **figura 23 N** illustra le caratteristiche costruttive interne del condensatore del tipo appiattito, e la **figura 24 N** mostra la costituzione di un tipo cilindrico.

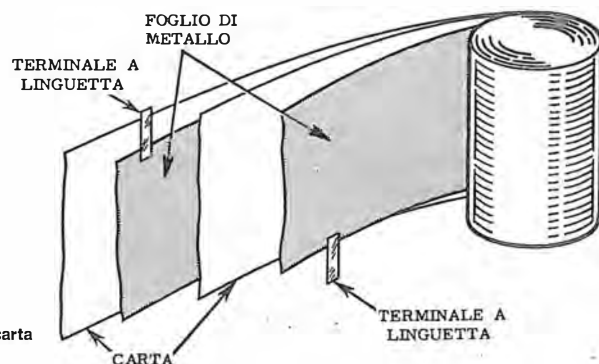


Fig. 24 N - Condensatore a carta (oppure, a film plastico) di tipo cilindrico. Si vedono le due strisce metalliche costituenti i terminali, i fogli di isolante, dielettrico, e le armature a foglio metallico.

Sottili strisce metalliche sporgono leggermente da entrambi i lati, e, più esattamente, una per ogni estremità.

In tal modo è possibile saldare i terminali di collegamento ad ogni spira — e non solo ad un capo — evitando che i due elettrodi, avvolti parallelamente come una induttanza, si comporti-

no anche come tale, il che rappresenterebbe un inconveniente ai fini funzionali.

La saldatura contemporanea di tutte le spire costituisce un cortocircuito totale che neutralizza l'effetto induttivo. Tale tipo di condensatore viene perciò definito come « non induttivo » o « anti-induttivo ».

Il pacchetto così costituito viene quindi racchiuso in un involucro di materiale isolante o di metallo internamente isolato, e, a volte, sigillato mediante cera o catrame onde evitare la penetrazione dell'umidità e della polvere.

Generalmente, i soli condensatori aventi una polarità determinata sono gli elettrolitici (a dielettrico liquido o gelatinoso) ed i tipi al tantalio: con essi occorre rispettare la polarità indicata, ed è già più che evidente da ciò, che questo tipo si presta solo all'impiego con corrente continua.

Qualsiasi altro tipo di condensatore può essere collegato in derivazione (in parallelo) ad una sorgente di c.a. o di corrente pulsante, indipendentemente dalla polarità.

Tuttavia, i comuni condensatori fissi che vengono normalmente impiegati nei circuiti a c.a. a frequenza relativamente elevata, portano un contrassegno che distingue il lato corrispondente all'elettrodo esterno; tale contrassegno è posto su uno dei collegamenti terminali, o è costituito da un anello di colore scuro posto su una estremità dell'involucro.

Esso ha lo scopo di assicurare che l'elettrodo esterno venga collegato a massa, poiché in tal modo l'armatura esterna agisce da schermo nei confronti dell'intero condensatore: diversamente, se venisse collegato a massa l'elettrodo interno, quello esterno presenterebbe, libero elettrostaticamente, tutto il potenziale della tensione alternata applicata e potrebbe di conseguenza influenzare i circuiti posti nelle sue immediate vicinanze o esserne influenzato.

Naturalmente, il contrassegno di cui sopra perde tale utilità se il condensatore è racchiuso in un involucro metallico; quest'ultimo, collegato a massa, agisce egualmente da schermo.

La **figura 25 N** mostra due tipi di condensatori dei quali si è detto; per essi si notano due soluzioni per gli involucri e per i terminali e, in quello cilindrico, si rileva il contrassegno dell'armatura esterna.

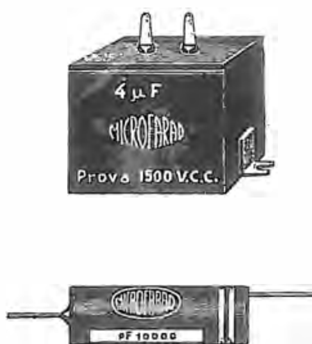


Fig. **25 N** - Due tipici condensatori a carta. Quello in alto ha trovato impiego in particolare nelle apparecchiature telefoniche. Si osservi, in quello cilindrico, le strisce indicantr il lato da collegare verso la massa.

Dielettrico a film plastico

L'impiego delle materie plastiche sintetiche ha modificato profondamente la tecnologia dei componenti elettronici, in particolare quella dei condensatori.

Le proprietà particolari dei polimeri (a base di tereftalato di polietilene) si possono così riassumere:

— resistenza meccanica elevata;

— tenuta eccellente all'umidità e ad ampie variazioni di temperatura (— 60 °C a + 150 °C);

— rigidità dielettrica di alto valore.

L'omogeneità di una pellicola di poliestere, esente da microfori, permette tra l'altro di ridurre notevolmente le dimensioni di un condensatore per il quale prima si doveva ricorrere alla carta.

Attualmente, la tecnologia di questi condensatori ricorre a quattro tipi di dielettrici: il polistirolo (Styroflex), il poliestere (Mylar), il policarbonato (Makrofol) e il politetrafluoretilene (Teflon). I nomi tra parentesi sono nomi commerciali usati dai produttori.

Polistirolo

Il polistirolo presenta un alto grado dielettrico. Per ciò che riguarda resistenza di isolamento, assorbimento dielettrico e fattore di potenza questi condensatori sono paragonabili a quelli a mica. Sono inferiori, invece, per la stabilità nel tempo.

Il polistirolo è disponibile in film molto sottili che consentono per tale fatto formati ridotti del condensatore e alti valori capacitivi: in tal caso, la tensione di lavoro è di 30 volt. L'ingombro qualche volta però viene accresciuto dalla necessità di incapsulare in custodia il condensatore sia per evitare inconvenienti al film durante la saldatura generale dei circuiti stampati (270 °C per alcuni secondi), sia per proteggere il componente dall'umidità.

Per quanto riguarda il primo inconveniente è da segnalare che vi è anche la disponibilità di film che reggono l'alta temperatura. Se si vuole evitare comunque l'incapsulamento si usa un tipo di film che è autosaldante.

Solitamente questi condensatori sono disponibili con tolleranze che scendono all'1 % (a richiesta anche allo 0,50 %). Si può utilizzare il loro coefficiente negativo di temperatura per contrastare il coefficiente positivo delle ferriti.

Poliestere

Sono meno costosi (come dielettrico) dei precedenti e pertanto, assai più diffusi. Il film è prodotto con spessore che può scendere a 3,5 µ la cui tensione di lavoro è di 63 volt. Per creare le armature si deposita, sotto vuoto, dell'alluminio sul nastro che rimane perciò metallizzato. L'avvolgimento viene effettuato come da **figura 26 N** in **B.**

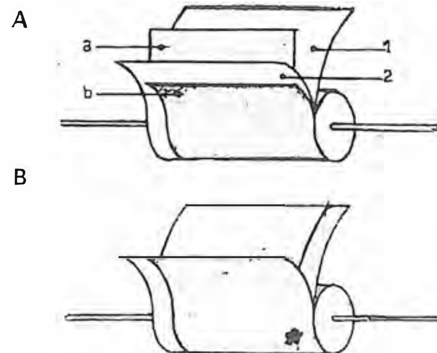


Fig. **26 N** - Sopra, condensatore in poliestere, avvolto. Si tratta della struttura già vista in figura **16 N**; « **1** » e « **2** » indicano due fogli di poliestere ed « a » e "b"; due fogli di alluminio avvolti contemporaneamente. **A** lato, condensatore al policarbonato metallizzato; vengono avvolti **2** fogli di policarbonato ricoperto da un deposito metallico.

Se il condensatore deve essere usato con alta frequenza o con tensioni ad impulso è preferibile il tipo normale, a fogli o film, non metallizzato. In questo caso il sistema costruttivo è quello riportato in A della stessa figura.

La temperatura influisce sul valore della costante dielettrica: questa aumenta del 10 % circa per un passaggio da —50 °C a +125 °C. Anche la frequenza influisce sulla costante dielettrica con variazioni che si aggirano sul 5 %.

Oltre i 25 MHz questo tipo di condensatore non è impiegabile a causa delle perdite: queste iniziano ad evidenziarsi a partire da 1 MHz.

La tolleranza minima corrente è di ± 5 %.

Policarbonato

Il policarbonato presenta sul polistirolo, il vantaggio di una più alta resistenza alla temperatura; sul poliestere, il vantaggio di un fattore di dissipazione più basso e di un più basso coefficiente di temperatura, ma lo svantaggio di una costante dielettrica più bassa. Per queste sue particolarità si può dire che con esso si realizzano condensatori che possono occupare un posto a metà strada tra i due tipi sopracitati. Il film viene fabbricato a spessore di soli 2 μ e con tale spessore la tensione di lavoro è di 40 volt c.c.

Questi condensatori sono costruiti in gran prevalenza col sistema della metallizzazione (vedi figura 26 in B) e dal momento che con questo procedimento si può depositare solo uno spessore metallico esiguo, i condensatori di questo tipo servono solo per le applicazioni nelle quali non vi sono impulsi di tensioni a fronte ripido.

Dielettrico olio e carta/olio

I condensatori destinati al funzionamento con tensioni relativamente alte (oltre 600 volt), come ad esempio per gli impieghi nei radio trasmettitori, sono spesso del tipo ad olio.

La tensione di perforazione dell'olio è considerevolmente inferiore a quella della carta; tuttavia, se quest'ultima viene « impregnata di olio », acquista una caratteristica dielettrica molto migliore, ed allora può essere utilizzata nella costruzione di condensatori atti a funzionare con tensioni comprese tra 600 e 2 000 volt.

Quando tali condensatori devono sopportare forti correnti, è opportuno che vengano posti in ambienti a temperatura piuttosto bassa, o comunque lontano dalle sorgenti di calore.

Un particolare interessante è costituito dal fatto che i tipi di condensatori a carta relativamente costosi, adatti a tensioni abbastanza alte, vengono « immersi » in olio allo scopo di evitare l'infiltrazione dell'umidità, onde prevenire le ossidazioni ed i cortocircuiti, e vengono perciò chiamati « condensatori ad olio », pur essendo l'olio stesso un mezzo di chiusura, e non il dielettrico. L'olio contribuisce alla costanza della capacità ed alla resistenza alla perforazione dovuta eventualmente all'acqua salata o all'influenza dei climi tropicali.

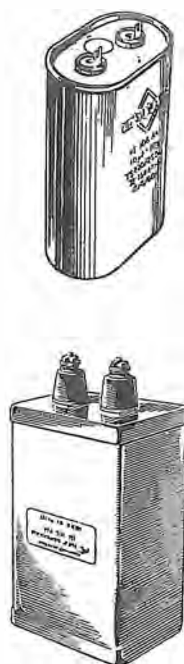


Fig. 27 N - Condensatori in olio in custodia metallica a chiusura stagna. Molte volte l'olio non è il dielettrico ma solo un elemento di sicurezza.

In pratica, i condensatori ad olio assomigliano a quelli a carta, e devono portare un contrassegno che li distingue. La **figura 27 N** ne riproduce due esemplari.

I grossi condensatori per trasmettitori, nei quali si impiega a volte anche il vetro come dielettrico, vengono spesso immersi in olio onde evitare lo scintillio tra gli elettrodi o tra i terminali, dovuto all'alta tensione di esercizio.

Condensatori a mica

Quando necessita un alto grado di stabilità (ad esempio, nei circuiti sintonizzati, nei filtri tarati, ecc.) si fa spesso ricorso ai condensatori a mica per le particolari doti a questo riguardo di tale dielettrico.

La capacità termica della mica è molto elevata, ma nel caso dei condensatori occorre ricordare che gli impregnanti usati o la custodia, sono elementi più critici, a questo riguardo, della mica stessa.

Le tecniche odierne consentono l'impiego di lamine di mica dallo spessore di soli 10 μ per cui anche le dimensioni (solitamente più grandi di quelle di altri condensatori a dielettrico sintetico) hanno potuto essere ridotte. La mica è il dielettrico più stabile che si conosca.

I condensatori a mica vengono usati generalmente per ottenere capacità comprese tra 5 pF (picofarad) e 100 000 pF (cioè da 0,000005 a 0,1 μF). Oltre a tale limite, il condensatore diventa poco pratico quanto a formato e collegamenti terminali. Il loro impiego è riservato ai circuiti ad Alta Frequenza.

Dal momento che la costante dielettrica supera di 5 o 6 volte quella dell'aria, e che la sua tensione di perforazione è molto più alta (circa 2 000 volt con spessore di 0,02 mm) questo materiale, pur essendo piuttosto costoso, viene usato anche per i condensatori per Alta Frequenza ad alta tensione (fino a 7 500 volt).

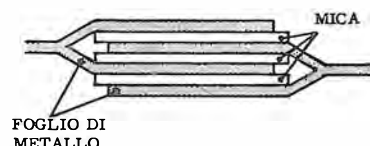


Fig. 28 N - Sovrapponendo alternativamente fogli di metallo e fogli di mica in modo da costituire un tutto bloccato e compatto si realizza il condensatore ad armature.

In **figura 28 N** è rappresentato il sistema costruttivo.

Le dimensioni di questi condensatori risultano piccole in confronto a quelle di condensatori della medesima capacità e tensione di perforazione del tipo a carta.

La **figura 29 N** mostra la sezione di un tipico condensatore a mica ad alta capacità: sono vi-

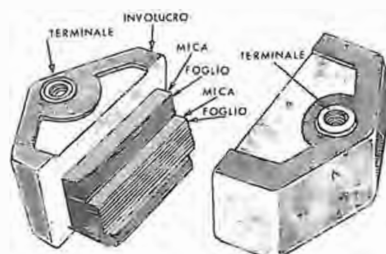


Fig. 29 N - Condensatore a mica, di elevata capacità, sezionato per illustrare la struttura interna. Si può vedere la disposizione dei fogli di mica e dei fogli metallici costituenti le armature.

sibili i dettagli costruttivi interni. In esso si trovano strati alternati di mica e sottili fogli metallici, pressati e racchiusi in un involucro di bachelite o di materia plastica, ottenendosi così una buona compattezza e solidità.

Alcuni condensatori a mica di uso commerciale e di tipo economico — allorché si tratta di capacità non superiori a 2 000 pF — sono costituiti da tre fogli di mica di cui i due esterni agiscono da protezione, e quello interno da dielettrico rispetto a due strati di deposito metallico (argento depositato a stampa serigrafica), distribuito sulle sue due facciate. Vedi **figura 30 N.**



Fig. 30 N - Elemento di base di condensatore a mica metallizzata. Se vi sono più piastrine, tutti i lati superiori sono collegati ad uno dei terminali e tutti i lati inferiori all'altro.

Gli strati non coprono l'intera superficie, bensì ognuno di essi lascia libero per qualche millimetro un lato per permettere il fissaggio di un rivetto al quale va unito il terminale di collegamento. I due rivetti — ognuno dei quali è in contatto con un elettrodo — fermano contemporaneamente i due fogli esterni, i quali, a montaggio ultimato, vengono rivestiti di una vernice protettiva che reca, stampigliati, i valori di capacità e di isolamento, o in cifre o secondo un codice colorato.

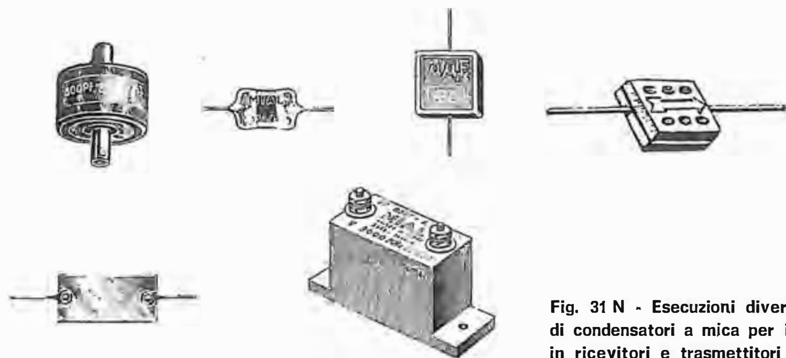


Fig. 31 N - Esecuzioni diverse di condensatori a mica per impieghi in ricevitori e trasmettitori radio.

La **figura 31 N** illustra un certo numero di condensatori a mica. È possibile rilevare le forme essenziali che distinguono le varie esecuzioni, nonché i tipi dei terminali, che possono essere costituiti da fili da saldare, da rivetti o da viti con dado.

Condensatori ceramici

L'uso sempre maggiore delle frequenze molto alte, particolarmente nel campo della televisione e delle comunicazioni ad onde ultra corte, ha portato allo sviluppo dei condensatori ceramici.

Essi vengono quasi sempre usati, nell'uso corrente, per capacità comprese tra 0,5 e 10 000 pF (0,0000005 µF e 0,01 µF). Generalmente, tali condensatori sono realizzati con dischetti di materiale ceramico il quale costituisce il condensatore stesso agendo da dielettrico e da supporto nel medesimo tempo, oppure da piccoli cilindri cavi del medesimo materiale (**figura 32 N**).

I terminali sono fissati su entrambe le estremità del cilindro, o sulle due superfici del dischetto (o di una piastrina rettangolare), le quali vengono cosparse di vernice d'argento. La superficie così metallizzata è calibrata al fine di formare l'area necessaria alla capacità prefissata. La soluzione d'argento depositata viene poi riscaldata a 700 °C per essere ridotta in metallo.

Nel tipo cilindrico o meglio, tubolare, la vernice metallica viene distribuita sulle due superfici, interna ed esterna; in tal modo i due strati di vernice costituiscono le armature mentre il materiale ceramico costituisce il dielettrico.

A causa delle loro dimensioni, della forma e dell'espressione del valore mediante un codice colorato, questi condensatori cilindrici in certe esecuzioni possono essere confusi con i resistori ai quali molto assomigliano.

Anche i condensatori ceramici — così come quelli a mica — si prestano all'uso per la realizzazione di apparecchi aventi in giuoco una certa potenza, i cui circuiti funzionano spesso con tensioni molto alte. Il loro uso, in tal caso, è particolarmente esteso, ad esempio, nei trasmettitori. I tipi illustrati alle **figure 33** e **34 N** sono esemplari tra i più comuni per applicazioni dei due casi. In **figura 35 N** è messo in evidenza il principio costruttivo del tipo tubolare.

Tra i pregi di questo tipo di condensatore è da citare la sua idoneità al funzionamento in una gamma di frequenza e di temperatura molto ampie, presentando rispetto ad esse caratteristiche lineari o meno. La ceramica (steatite, biossido di titanio, bario e terre alcaline) è interessante anche dal punto di vista costruttivo perché la malleabilità del materiale permette esecuzioni, come si è accennato, di svariate forme e dimensioni.

In linea di massima, le ceramiche impiegate come dielettrico possono essere suddivise in due grandi categorie:

— ceramiche a compensazione di temperatura (o, a bassa costante dielettrica)
— ceramiche a costante dielettrica elevata.

In relazione alle due citate classi si può immaginare facilmente i campi di applicazione delle une e delle altre.

Nel primo caso rientrano i condensatori d'ac-

cordo, montati in serie o in parallelo a induttanze per formare circuiti risonanti su una frequenza determinata.

Tale impiego richiede le seguenti proprietà: **a)** basse perdite; **b)** alta stabilità; **c)** valori di capacità sino a 1 000 pF circa; relazione lineare tra capacità e temperatura. Si definiscono questi condensatori come classe I.

Nell'altro caso si hanno i condensatori di disaccoppiamento. Qui si richiede un'impedenza relativamente bassa e pertanto, un massimo di capacità (solitamente da 500 a 10 000 pF). La classe è definita II.

Le ceramiche del primo gruppo permettono la costruzione di condensatori la cui capacità è funzione della temperatura con un andamento noto a priori. Questo dato è citato nelle specifiche come « coefficiente di temperatura » (TC) ed è espresso in milionesimi di pF per pF e per grado centigrado (10^{-6} pF/pF/°C).

Le ceramiche in questione sono disponibili con coefficienti di temperatura che variano da + 100

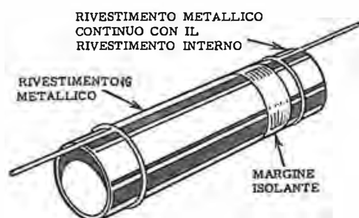


Fig. 32 N - Tipico condensatore ceramico a tubetto. Si forma mediante deposizione di un sottile strato d'argento internamente ed esternamente ad un tubetto. La ceramica per la sua elevata costante dielettrica rende possibile alti valori capacitivi con ridotte dimensioni.

(P 100) a —750 (N 750). Generalmente questo coefficiente aumenta contemporaneamente alla costante dielettrica.

Nella gamma delle cifre testé citate sono state standardizzate quattro possibilità, e precisamente:

— P 100 - Ceramica a coefficiente di temperatura positivo. La capacità aumenta quindi con l'aumentare della temperatura.

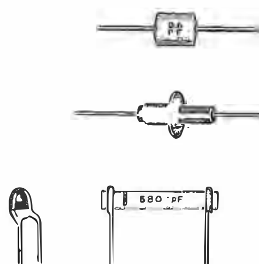


Fig. 34 N - La ceramica si presta alla fabbricazione di condensatori a diversa foggia; quest'ultima è conseguente a determinate necessità del montaggio. Si hanno così i tipi « passanti », a « perlina », i « pin-up » (a sinistra, in basso) oltre che quelli a tubetto ed a disco visibili nelle altre figure.

— NP 0 - Alla tolleranza prossima al coefficiente indicato, il valore della capacità è insensibile alla temperatura.

— N 150 - Ceramica a coefficiente di temperatura negativo. La capacità diminuisce quindi con l'aumentare della temperatura.

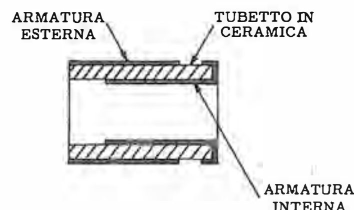
— N 750 - Ceramiche a grande coefficiente di temperatura negativo.

La suddivisione in sotto-gruppi dei coefficienti di temperatura permette spesso di compensare l'influenza di quest'ultima sul comportamento dei circuiti accordati. A seconda del coefficiente di temperatura positivo dell'induttanza impiegata, si sceglierà il coefficiente di temperatura del condensatore ceramico.

I coefficienti di temperatura nel loro valore sono raggruppati secondo tolleranze ed i condensatori a tolleranza più stretta appartengono alla classe IA. Sono impiegati solo per applicazioni speciali.

I condensatori con tolleranze normali per ciò che riguarda il coefficiente di temperatura appartengono alla classe IB e sono questi quelli maggiormente usati per i circuiti accordati in radio e televisione.

Fig. 35 N - Condensatore ceramico a tubetto visto in sezione. L'aspetto di questo componente è quello riprodotto qui a fianco. Questi tipi si prestano assai bene al montaggio sui circuiti stampati, sebbene con altri (« a disco », o « pin-up ») si possa usufruire di un risparmio di superficie.



I condensatori della classe IC presentano tolleranze più ampie, pur restando nel campo dei tipi a coefficiente di temperatura noto.

Bisogna notare che il valore nominale della capacità è quello che corrisponde ad una temperatura di 20 °C. Questo valore è indicato con tolleranze che non hanno nulla a che vedere con quelle del coefficiente di temperatura.

La temperatura non è il solo elemento che influenzi il comportamento dei condensatori ceramici. Anche la tensione applicata, la frequenza di impiego e le condizioni d'ambiente sono fattori dei quali bisogna tenere conto. I costruttori, nelle caratteristiche dettagliate per i diversi tipi indicano sempre in cifre queste diverse influenze.

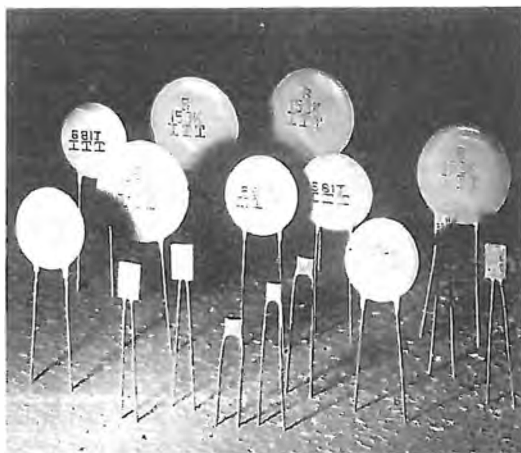
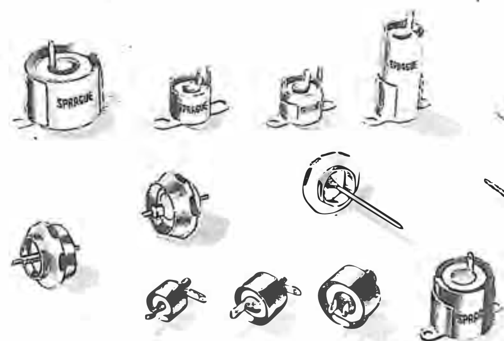
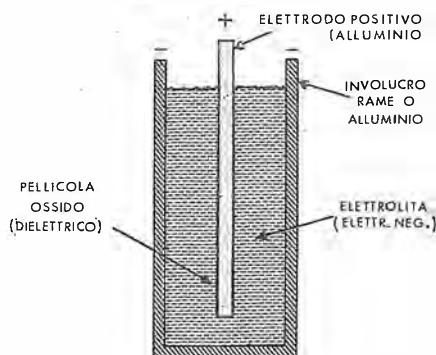
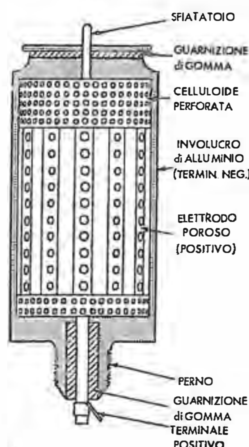


Fig. 33 N - Alcuni tipi di condensatori a dielettrico ceramico, per usi in apparecchi riceventi e trasmittenti. Vengono costruiti anche modelli (vedi a destra) ad elevata tensione di esercizio per impiego con forti correnti. I condensatori ceramici sono preferiti nei circuiti a frequenze elevate, date le basse perdite che li caratterizzano. Le indicazioni visibili sui tipi riprodotti nella foto di sinistra sono chiarite nel testo, a pagina 30 n.







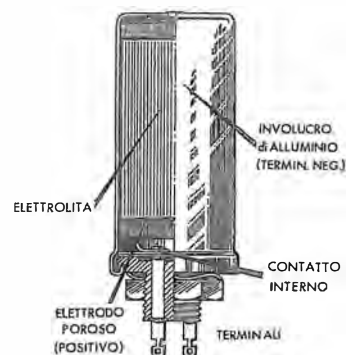


Fig. 36 N - Le tre figure illustrano il condensatore elettrolitico nella sua evoluzione costruttiva e nei suoi elementi caratteristici: elettrodi, elettrolita e pellicola d'ossido costituente il dielettrico. Il secondo, visto in sezione, è ancora a liquido, mentre il terzo, di moderna costruzione, viene detto a secco, in quanto l'elettrolita non è liquido, come nei tipi a fianco, bensì gelatinoso.

Condensatori elettrolitici

Nello studio delle batterie a secco (pile) abbiamo visto come uno dei loro inconvenienti consista nel fatto che l'elettrodo positivo si polarizza; su di esso si formano bollicine di idrogeno le quali, agendo da isolante, troncano il passaggio della corrente attraverso la soluzione elettrolitica.

Dal momento che questa pellicola gassosa costituisce un isolante tra due conduttori, una batteria completamente polarizzata può essere considerata come un condensatore. Una reazione analoga sta alla base del principio di funzionamento dei cosiddetti condensatori elettrolitici.

Se due elettrodi di alluminio vengono immersi in una soluzione elettrolitica adatta, come ad esempio di borace (tetraborato di sodio) e collegati ad una sorgente di corrente continua, su quello positivo si deposita una sottile pellicola di ossido la quale, dopo alcuni minuti, costituisce uno strato isolante che tronca il passaggio della corrente; in tal modo si crea un « condensatore elettrolitico ».

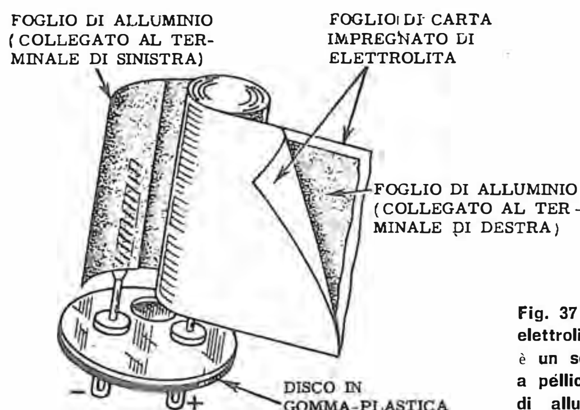


Fig. 37 N - Struttura tipica di un elettrolitico a secco. Il dielettrico è un sottile deposito di ossido, a pellicola, presente sul foglio di alluminio. La deposizione è un'operazione elettro-chimica detta « formazione ».

La **figura 36 N** illustra nel primo disegno la sezione di un condensatore elettrolitico tipico nel quale l'involucro agisce da terminale negativo, mentre l'elettrodo positivo si trova al centro.

Poiché su quest'ultimo si forma lo strato isolante, la soluzione presente tra i due, eminentemente conduttiva, si comporta essa stessa come elettrodo negativo col quale è in diretto contatto. Da ciò si deduce che la denominazione di condensatore elettrolitico è impropria, in quanto l'elettrolita funge da elettrodo e non da dielettrico, ed il secondo elettrodo d'alluminio, costituente l'involucro, funge unicamente da conduttore per il collegamento.

Se la sorgente c.c. viene invertita di polarità, la corrente scorre finché si è formata una pellicola sul secondo elettrodo.

I condensatori elettrolitici — dato il fenomeno di formazione ora esposto — sono polarizzati, vale a dire che un elettrodo è « positivo » e l'altro « negativo » e che per il loro collegamento bisogna rispettare tale polarità. Essi sono molto efficaci nei circuiti a c.c. pulsante, ossia essenzialmente a c.c. con una sorgente di c.a.

I condensatori elettrolitici destinati all'uso con corrente alternata impiegano elettrodi entrambi ossidati precedentemente: in tal modo si ottiene una caratteristica isolante in entrambi i sensi come più avanti diremo.

La pellicola di ossido che si forma sull'elettrodo positivo di un condensatore elettrolitico, ha generalmente uno spessore inferiore a 25 millesimi di millimetro, e può sopportare tensioni dell'ordine di 500 volt.

Poiché la capacità dipende dalla distanza tra le armature — oltre che dalla loro superficie — è facile dedurre che, grazie alla straordinaria sottigliezza della pellicola dielettrica, è possibile realizzare condensatori elettrolitici di capacità molto superiore a quella di condensatori di altro tipo delle medesime dimensioni.

Inoltre, la tensione di perforazione dello strato di ossido è leggermente più alta del valore normale della tensione usata per l'alimentazione degli apparecchi elettronici, per cui tali condensatori trovano ampio impiego nei circuiti a tensione relativamente bassa (inferiore a 600 volt)

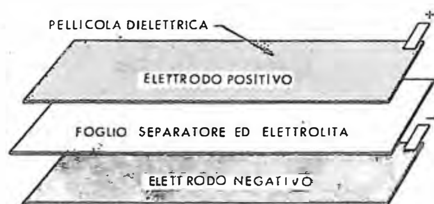


Fig. 38 N - Nei condensatori elettrolitici a secco, l'elettrolita è trattenuto da una garza o da una carta posta tra i due elettrodi così come abbiamo visto già in figura 37 N. Il dielettrico è la sottile pellicola di ossido formata sull'elettrodo positivo.



Fig. 39 N - Spesso si hanno varie sezioni (condensatori multipli) con negativo ed elettrolita in comune: gli elettrodi positivi fanno capo a distinti morsetti o linguette di collegamento.

come ad esempio nei filtri di alimentazione, la cui tensione continua pulsante a bassa frequenza richiede forti capacità di livellamento per la produzione di corrente effettivamente continua.

In aggiunta a quanto detto fino ad ora precisiamo che la tensione di perforazione di un condensatore elettrolitico è determinata dalla tensione a c.c. applicata agli elettrodi al momento della fabbricazione per produrre lo strato di ossido (formazione). Se tale tensione è bassa, lo strato è molto sottile e la capacità molto alta.

Ad esempio, un condensatore tipico usato per alimentazione a tensione molto bassa, può avere una capacità di 2 000 µF con una tensione di 20 volt. Se invece si usa nella fabbricazione una tensione più alta, lo strato di ossido è di spessore maggiore, per cui la capacità è inferiore a parità di superficie, mentre è maggiore la tensione di lavoro.

Tuttavia, la massima tensione è, come si è detto, approssimativamente di 500 volt, in quanto non è possibile produrre strati di ossido di spessore maggiore. La tensione di perforazione può essere portata ad un massimo di 600 volt in relazione alla purezza chimica degli elettrodi e dell'elettrolita; il progresso intervenuto nella tecnologia di questi organi, in questi ultimi anni, ha reso correnti questi ultimi tipi, una volta eccezionali perché troppo costosi.

Poiché il vantaggio principale dei condensatori elettrolitici consiste nella possibilità di avere grandi capacità con piccole dimensioni, si è compiuto ogni sforzo per aumentare la superficie dell'elettrodo positivo.

Come sappiamo quello negativo è costituito dall'elettrolita stesso.

L'elettrodo positivo può essere formato da un rotolo di alluminio sottile, la cui superficie può essere pieghettata, corrugata o corrosa (pretrattamento con acido) allo scopo di aumentarne l'area.

Ogni irregolarità della superficie provoca una superficie di contatto maggiore nei confronti dell'elettrolita che aderisce in ogni punto.

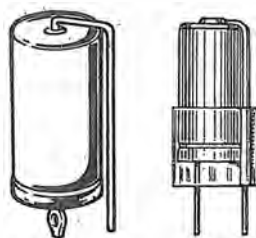


Fig. 40 N - Certi modelli di non eccessive dimensioni, si prestano tanto al montaggio orizzontale che a quello verticale, ciò che facilita molto il progettista.

Uno strato di celluloide perforata o di altro materiale (carta Kraft) isolante analogo, viene inserito tra gli elettrodi onde evitare che l'elettrodo positivo vada in diretto contatto con quello negativo formando così un cortocircuito.

La figura 36 N illustra oltre alla già citata sezione di un elettrolitico vecchio tipo, a liquido, anche due altre realizzazioni ove si nota la forma porosa dell'elettrodo positivo e quella tubolare dell'involucro.

I cosiddetti elettrolitici a liquido ora descritti presentano alcuni inconvenienti agli effetti pratici, in quanto l'elettrolita, liquido, richiede la presenza di un foro superiore che permetta l'uscita dei gas che si sviluppano. A causa di tale foro il condensatore può essere montato, ovviamente, solo in posizione verticale, ed è necessario fare molta attenzione a che il liquido non si disperda.

Per questo motivo i condensatori **elettrolitici a secco** hanno trovato un campo di applicazione più esteso.

In questo tipo, l'elettrodo positivo ed il terminale di collegamento negativo sono generalmente sottili strisce di alluminio separate da un materiale « gelatinoso » costituente l'elettrolita, supportato da una striscia di garza, di carta, o di altro materiale analogo (**figura 37 N**).

L'elettrodo positivo viene formato mediante un processo elettro-chimico che lo ricopre di una pellicola di ossido estremamente sottile. Questo ossido-dielettrico conferisce all'elettrodo un aspetto poroso, in contrasto con l'aspetto del terminale negativo che rimane invece levigato e lucido.

L'elettrodo negativo, così come nei condensatori a liquido, è l'elettrolita. La **figura 38 N** mostra i particolari del principio realizzativo.

L'elettrodo positivo del condensatore, che è a diversi strati, viene tagliato in sezioni alle quali vengono collegati dei terminali separati; il terminale negativo e l'elettrolita sono in comune a tutte le sezioni, come è visibile in **figura 39 N**.

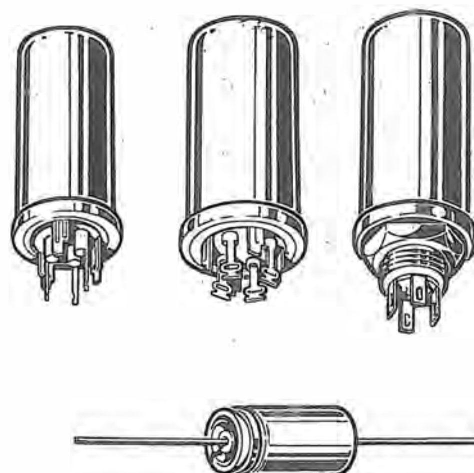


Fig. 41 N - La custodia degli elettrolitici è quasi sempre cilindrica; prevalgono i tipi metallici, spesso protetti da un involucro plastico. Si realizzano spesso modelli multipli (con il negativo in comune) le cui lignette di collegamento mutano, come si vede in figura, per soddisfare le esigenze di montaggio.



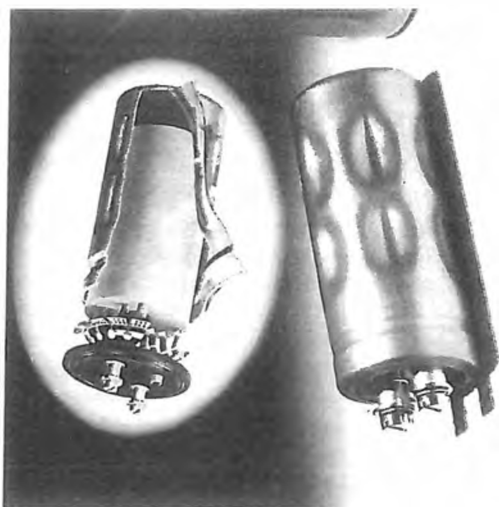


Fig. 42 N - Con un particolare sistema di alimentazione derivante da forme d'onda impulsive si richiedono capacità di filtro di potenza il cui ruolo è di mantenere nei limiti stabiliti le differenze di tensione in regime di decine di ampère. Qui, un esemplare di questi nuovi condensatori caratterizzati da bassa resistenza e induttanza. Le capacità vanno da 1 500 a 150 000 μF (tensioni sino 100 V).

Sia nei tipi a sezione unica che in quelli a varie sezioni, le strisce sono avvolte e racchiuse in un involucro di materiale impermeabile o di metallo, analogamente ai condensatori a film precedentemente descritti.

Dal momento che l'elettrolita non ha possibilità di uscita, il condensatore può essere montato in qualsiasi posizione, per cui si presta a qualsiasi realizzazione compatta. Sono inoltre impiegati speciali elettrodi positivi che permettono di ottenere capacità molto alte con dimensioni veramente ridotte.

Le **figure 40** e **41 N** illustrano vari tipi di condensatori elettrolitici della produzione più corrente, mentre in **figura 42 N** ed in **figura 43 N** sono visibili tipi particolari.

Le tecniche più recenti prevedono l'impiego di elettrolita di biossido di manganese che permette di ottenere negli elettrolitici in alluminio migliori caratteristiche ed una durata più lunga.

Un altro inconveniente dei condensatori elettrolitici — sia a secco che a liquido — consiste nella notevole perdita di potenza nei confronti dei tipi a film. In teoria, un condensatore dovrebbe opporre una reattanza infinita alla c.c., ma, poiché non esiste un dielettrico perfettamente isolante, la resistenza alla c.c. è definita, ossia ha un valore alto ma non trascurabile.

Essa costituisce pertanto una perdita stabile di potenza a causa del passaggio di corrente; un buon condensatore elettrolitico ha una resistenza alla c.c. lievemente superiore ad 1 Mohm, assai bassa quindi in confronto a quella minima di 300 Mohm di un buon condensatore a film.

Tale resistenza comporta una costante perdita di corrente, e quindi una lieve dissipazione di potenza attraverso il condensatore. Come si è già detto, i condensatori elettrolitici nonostante ciò, sono correntemente impiegati nei circuiti di alimentazione perché tali lievi perdite in detti circuiti sono facilmente sopportabili.

La resistenza di isolamento relativamente bassa può limitarne l'uso in alcuni circuiti ad alta impedenza.

Nei circuiti di filtraggio degli alimentatori di piccola potenza, quando cioè i condensatori hanno il compito di livellare la corrente pulsante restituendo negli intervalli di pausa la corrente di carica, i tipi più comuni sino a che si sono avute apparecchiature a valvole, sono stati quelli da 8 μF o da 16 μF, isolati fino a 500 volt. Altri valori tipici erano 16 e 32 μF, a 350 volt; 20; 20 + 20; 50 + 50 μF a 200 volt: quest'ultimo tipo, a due capacità, è quello convenzionale usato nei cosiddetti ricevitori per c.c. e c.a., e funziona con una tensione di lavoro pari a quella della rete.

Sono comuni ora altri tipi, a tensione molto bassa, come ad esempio quelli da 10, da 25, da 50, da 100 e da 200 μF a 30 volt, e quelli da 500, 1 000 e da 2 000 μF a 10 o 12 volt.

Ogni tipo di condensatore, sia a cartuccia (in involucro di cartone paraffinato), o a pacchetto, o anche in involucro metallico con fissaggio a vite e dado, porta un contrassegno del valore di capacità, del valore della tensione di lavoro, nonché della polarità, contrassegni che possono essere espressi (a seconda dei criteri del fabbricante) sia in cifre che a colori.

I vecchi tipi tubolari, sia a secco che a liquido, avevano generalmente il negativo comune che era costituito dall'involucro metallico, da fissarsi direttamente al telaio, mai poiché non tutti gli apparecchi usano detto telaio né come punto di massa (o terra), né come lato negativo di tutti i circuiti, tale sistema si dimostrò poco pratico agli effetti della intercambiabilità e del montaggio.

Per questo motivo la maggior parte degli elettrolitici ha ora un collegamento separato per il negativo, in modo che l'involucro, indipendente dagli elettrodi, può essere fissato al telaio indipendentemente dal tipo di circuito.

A volte, i terminali sono flessibili, ed allora le diciture sono analoghe a quelle descritte, mentre a volte i terminali sono costituiti da fili



Fig. 43 N - Condensatori elettrolitici di una gamma che comprende valori da 33 a 68 000 μF e tensioni nominali da 6,3 a 350 V. Presentano una capacità per unità di volume molto elevata: da 1 900 a 4 900 micro-coulomb/cm³ a seconda delle tensioni.

rigidi, nel quale caso i contrassegni di polarità sono stampati in prossimità dei terminali stessi. In questi casi, a volte si usano i seguenti simboli:

8 μF = 450 V. = Δ
8 μF = 450 V. = Ω
25 μF = 25 V. = □
Negativo comune = Nessun simbolo

Le tecniche di produzione assicurano valori di tolleranza della capacità che comunemente sono comprese fra — 10 e + 50 % dei valori indicati.

Considerazioni sulla polarità

Come abbiamo già osservato, la maggior parte dei condensatori elettrolitici presenta i terminali di collegamento polarizzati (rispettivamente contrassegnati con + e —) esattamente come le comuni pile a secco.

Questa particolare caratteristica distingue nettamente i condensatori elettrolitici da qualsiasi altro tipo di elemento capacitivo. La presenza della suddetta polarità è diretta conseguenza del particolare concetto costruttivo cui abbiamo visto essere associati un notevole valore di capacità per una data unità di volume, un peso limitato ed un costo contenuto.

Ci è noto che i condensatori elettrolitici in alluminio contengono uno dei migliori materiali dielettrici oggi disponibili: intendiamo riferirci appunto all'ossido di alluminio formato su un foglio di alluminio di elevata purezza. Detto dielettrico possiede una costante dielettrica compresa fra 7 e 10, associata ad una elevatissima rigidità dielettrica.

Queste notevoli caratteristiche dielettriche dell'ossido di alluminio possono essere pienamente sfruttate mantenendo lo spessore dell'ossido dielettrico da un'ampiezza di soltanto poche molecole a quello normalmente necessario per attuare i valori di isolamento correnti di un condensatore elettrolitico.

Inoltre, il foglio di alluminio può essere corroso chimicamente al fine di aumentarne la superficie utile di parecchie volte, il che aumenta proporzionalmente la capacità dell'elemento.

La sottilissima pellicola dielettrica così costituita presenta una resistenza molto elevata al passaggio della corrente elettrica fino a che l'anodo è positivo nei confronti del catodo.

Se invece il condensatore viene collegato con polarità opposte, la pellicola di ossido offre una bassissima resistenza al flusso di corrente per cui l'elevata intensità di corrente che può fluire in questo caso nell'elemento ne determinerà il surriscaldamento.

È appunto quest'ultima la ragione che impone, come si è detto, di collegare opportunamente in un circuito a corrente continua i condensatori elettrolitici del tipo polarizzato, alla qual categoria appartengono appunto la maggior parte dei condensatori elettrolitici quali quelli di filtro, di disaccoppiamento (by-pass), ecc.

Essi sono formati da un anodo (pellicola di alluminio di elevata purezza) rivestito dall'ossido con funzioni di dielettrico per uno spessore definito dai valori della tensione di prova e di lavoro che si intendono attuare nel condensatore.

L'elettrodo negativo non è rivestito di ossido, se si trascura la sottilissima pellicola che si forma su di esso quando l'alluminio viene esposto all'aria.

È tuttavia possibile, come ora vedremo, adottare il principio del condensatore elettrolitico per la costruzione di condensatori non polarizzati adatti ad essere impiegati nei circuiti percorsi da corrente alternata.

Vengono usati in questo caso due anodi distinti su ciascuno dei quali viene formato l'ossido dielettrico per uno spessore capace di resistere in entrambe le direzioni alla tensione di isolamento che si intende attribuire al condensatore.

Quando un elemento così costituito viene collegato ad una sorgente di corrente alternata, un elettrodo si comporta come anodo per una semionda del ciclo di corrente alternata, mentre l'altro assolve alla medesima funzione per la semionda successiva. È quindi evidente che per un condensatore elettrolitico non polarizzato non è necessario osservare una precisa polarità di collegamento.

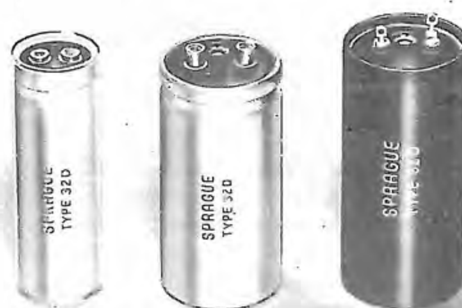
Poiché in effetti un condensatore elettrolitico non polarizzato è essenzialmente costituito da due elementi in serie, esso — a parità di tensione di lavoro — avrà una capacità dimezzata rispetto ad un condensatore polarizzato, oppure, in altri termini, un volume doppio rispetto ad un condensatore polarizzato della stessa capacità e tensione di lavoro (**figura 44 N**).

I condensatori elettrolitici non polarizzati possono funzionare in un circuito percorso da corrente alternata se il loro servizio è intermittente o se le correnti reattive sono sufficientemente deboli da evitare il surriscaldamento.

Ad essi non può essere applicato con continuità un potenziale c.a. superiore a 40 volt in valore efficace a causa del loro elevato fattore di potenza e della piccola superficie disponibile per la dissipazione del calore.

Un esempio tipico di condensatore elettroliti-

Fig. 44 N - Condensatori elettrolitici non polarizzati; a differenza di quelli polarizzati si possono impiegare anche con corrente alternata.



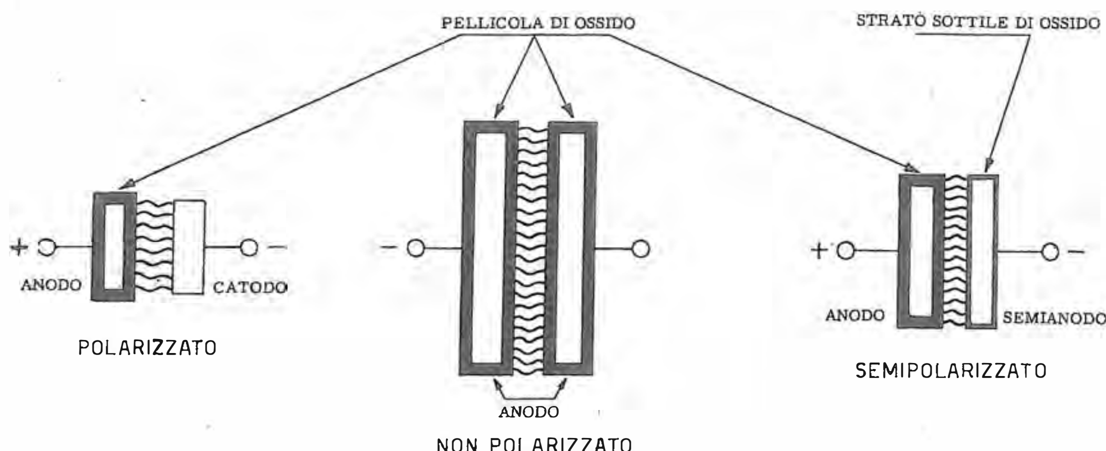


Fig. **45 N** - Confronto fra i tre tipi di condensatori elettrolitici ove sono poste in evidenza le differenti dimensioni di questo componente a parità del valore di capacità, e la diversa classificazione che ad esso viene data (polarizzato, non polarizzato, semipolarizzato) rispetto alla formazione del dielettrico. Sono evidenti le maggiori dimensioni dei tipi non polarizzati.

co non polarizzato è quello che viene impiegato come elemento di avviamento in particolari motori elettrici.

Vi è poi un'altra categoria di condensatori elettrolitici che, per mancanza di una denominazione migliore sono stati chiamati « semipolarizzati ».

Come indica la stessa denominazione, l'ossido viene intenzionalmente depositato sull'elettrodo negativo, ma con uno spessore inferiore di quello presente sull'elettrodo positivo. La maggior parte dei condensatori del tipo « semipolarizzato » sono particolarmente previsti per applicazioni speciali.

Poiché quando condensatori elettrolitici semipolarizzati vengono usati in circuiti di filtraggio la tensione alternata di ondulazione presente su di essi è piuttosto elevata, è opportuno che lo strato di ossido formato sulla superficie del catodo possa sopportare la tensione in valore efficace dell'ondulazione residua onde evitare una ulteriore accumulazione di ossido che ridurrebbe inevitabilmente la capacità ed aumenterebbe l'impedenza dell'elemento.

Dato che i condensatori elettrolitici non polarizzati e quelli semipolarizzati presentano una superficie elettrodica superiore ai fini della dissipazione del calore, il loro impiego è diffuso ogni volta che una tensione alternata residua relativamente elevata impedisca l'impiego in un circuito di un elettrolitico tradizionale.

La **figura 45 N** presenta un confronto riassuntivo fra i tre tipi di condensatori elettrolitici realizzabili.

Condensatori al tantalio

Si tratta di condensatori analoghi a quelli ora descritti ma che impiegano come dielettrico una sottilissima pellicola di ossido di tantalio amorfo, il quale ha un potere isolante molto maggiore con minore spessore, una costante dielettrica di 27,3 ed una notevole stabilità chimico-fisica nel tempo. Questo film di pentossido di tantalio poggia su di un supporto poroso di tantalio metallico.

L'elettrolita è l'ossido di manganese (M_nO_3) solido. Si tratta di un semiconduttore di tipo n (10 ÷ 100 ohm/cm).

L'uso del tantalio (**figura 46 N** - Sezione A e B) ha permesso la realizzazione di condensatori a bassa tensione, di grande capacità nonostante le dimensioni ridottissime, per cui, oltre a servire per la produzione dei normali tipi per piccoli ricevitori portatili con alimentazione a batterie, è stato utilissimo per produrre i cosiddetti micro-condensatori che, con una tensione massima di 12 volt, hanno potuto essere ridotti alle dimensioni di 4 mm di diametro per 12 di lunghezza, con capacità dell'ordine dei 5 µF, oppure di 10 mm di diametro per 18 di lunghezza, con capacità di 50 µF.

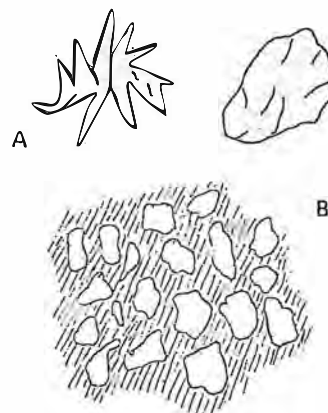


Fig. 46 N - La polvere di tantalio con la quale si forma l'anodo è costit!ita da particelle pressate e sinterizzate sì da avere un supporto poroso. I granelli di cui in « **A** » a sinistra (grande sviluppo di superficie) si adottano per alte capacità ma la tensione non può essere alta a causa delle punte; i granelli di destra sono idonei a più alte tensioni. In « **B** »: polvere di tantalio mescolata alle sostanz leganti.

Ora vi sono anche tipi subminiatura che misurano mm 4, 5, 6, 7 di altezza e 2, 3, 4 mm di diametro. Le tensioni sono di 2, 4, 10, 20 e 25 volt (**figura 47 N**).

I condensatori al tantalio presentano i seguenti vantaggi:

a) sono molto più piccoli di quelli di capacità e tensione corrispondenti con anodo in alluminio;

b) hanno una durata maggiore;

c) possono funzionare in temperature-ambiente comprese tra — 80° e + 85° C.;

d) hanno una bassissima corrente di dispersione.

In alcune esecuzioni vengono incapsulati in un involucro metallico, a sua volta ricoperto con materiale plastico trasparente attraverso il qua-





Fig. 47 N - Un confronto eloquente che dà una precisa idea della ridottissima dimensione dei condensatori al tantalio.

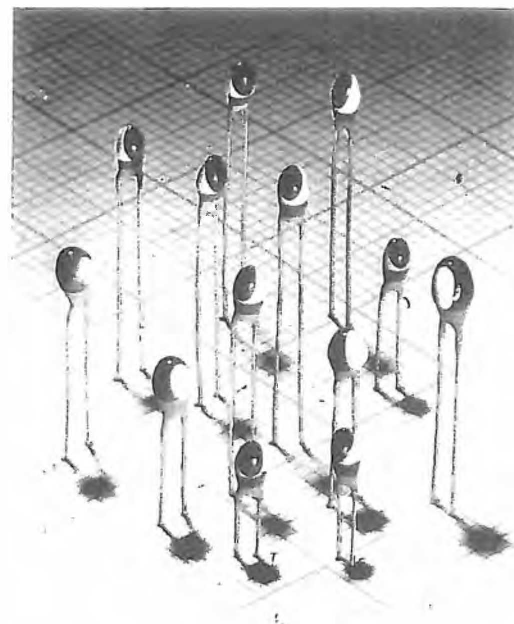


Fig. 50 N - La forma illustrata è quella che riscuote la preferenza dei costruttori per il pregio dell'ingombro ridotto sul circuito stampato. Il codice a colori applicato alle diverse zone rende agevole l'identificazione delle caratteristiche.

le è possibile leggere le diciture stampigliate sull'involucro stesso; l'involucro non reagisce

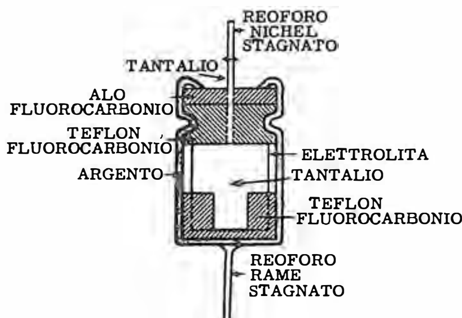


Fig. 48 N - Struttura di un condensatore al tantalio per applic l ioni. professionali. Questo tipo di costruzione è oaratterizzata da una custodia i' argento (catodo).

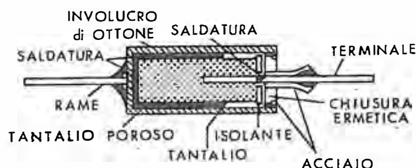


Fig. 49 N - Altro condensatore che impiega come dielettrico l'ossido di tantalio. Questi condensatori sono caratterizzati dalle più piccole dimensioni sinora raggiungibili per una data capacità.

chimicamente con l'elettrolita evitando così la formazione di ossido sulla sua superficie interna, bensì agisce da catalizzatore per la trasformazione dell'idrogeno che si produce durante il funzionamento (**figure 48 e 49 N**).

La protezione esterna è costituita ora da un rivestimento di resine epossidiche che garantiscono un'ottima protezione contro l'umidità e nelle applicazioni più frequentemente richieste (**figura 50 N**).

Essi possono inoltre subire urti anche violenti, senza riportare danni, e, date le ridotte dimensioni, non hanno bisogno di squadrette di fissaggio o di supporti di qualsiasi genere: nel montaggio in un circuito, il loro peso viene sostenuto direttamente dai terminali rigidi che escono dalle estremità, come avviene per i resistori. Devono però essere usati con molta cautela nei circuiti a bassa impedenza, come per esempio negli alimentatori, in cui deve essere verificato che l'ondulazione residua delle tensioni e delle correnti non superi i valori dati.

Nonostante i vantaggi elencati, i condensatori al tantalio hanno trovata ampia diffusione solo in determinate categorie di apparecchi — quelle cioè in cui il fattore dimensionale è della massima importanza — e ciò a causa del loro costo che è tuttora più elevato nei confronti dei comuni elettrolitici realizzati con elettrodi di alluminio. Questa differenza però, già per certi valori, più non sussiste.

Il tipo di condensatore al tantalio qui a lato raffigurato è quello che maggiormente va affermandosi. Anche la classificazione col codice di colore che qui riportiamo è quella più ricorrente. Secondo tale classificazione si ha:

Colore	Zona in alto (1ª cifra)	Zona centrale (2ª cifra)	Tacca (moltiplic.)
Nero	—	0	1
Marrone	1	1	10
Rosso	2	2	100
Arancio	3	3	
Giallo	4	4	
Verde	5	5	
Blu	6	6	
Viola	7	7	0,001
Grigio	8	8	0,01
Bianco	9	9	0,1



ITT - Zona in basso = tensione lavoro: Nero = 3 V; Marrone = 6,3 V; Rosso = 10 V; Arancio = 16 V; Giallo = 20 V; Verde = 25 V; Blu = 35 V.
PHILIPS - Zona in basso = tensione lavoro: Marrone = 1,6 V; Bianco = 2,5 V; Rosso = 4 V; Giallo = 6,3 V; Nero = 10 V; Verde = 16 V; Grigio = 25 V; Arancio = 40 V.

Dielettrico metallizzato

La carta, un tempo molto usata come dielettrico nei condensatori in genere, per quanto venisse realizzata con estrema cura, non poteva mai non presentare punti dielettricamente deboli. Infatti, non si può praticamente evitare che particelle conduttrici, o pulviscolo o altro, vengano a costituire una via di facile passaggio per la corrente, vale a dire prima o poi un cortocircuito tra le armature. Per ovviare a questo grave inconveniente si impiegò un doppio strato di carta: in tal caso era alquanto difficile che si

verificasse la coincidenza, cioè la sovrapposizione di due punti deboli.

Il doppio strato di carta portava però, logicamente, ad un maggiore costo nonché ad un maggiore ingombro.

Una nuova tecnica fu usata allora per la carta, in un primo tempo, ma essa fu estesa poi anche agli altri tipi di dielettrico a film.

Tale tecnica è quella che si vale del processo di metallizzazione per creare, direttamente sul dielettrico pellicolare, l'armatura (**figura 51 N**).

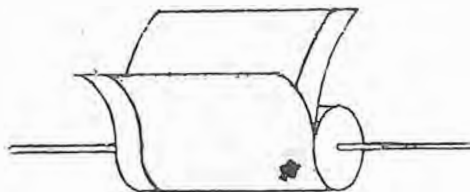


Fig. **51 N** - Quando il dielettrico è un sottilissimo film plastico metallizzato si può usufruire del vantaggio di una cicatrizzazione in caso di soprawenienza di tensione troppo elevata che buchi il dielettrico in un punto: il condensatore non rimane in corto-circùito e, praticamente, non perde la carica.

Anzitutto, se questo è la carta, subisce una laccatura: su di essa, per evaporazione e condensazione sotto alto vuoto si deposita uno strato sottilissimo (un decimo di micron) di alluminio puro. Questo sistema costruttivo porta tra l'altro ad una particolare, preziosa prerogativa del condensatore: l'autocicatrizzazione.

Si tratta, in altre parole, del fatto che, se incidentalmente in un punto debole del dielettrico avviene la temuta scarica tra le armature, queste sono talmente sottili da evaporare istantaneamente (in pochi microsecondi) attorno al punto stesso senza che nel film risultino lesioni (**figura 52 N**).

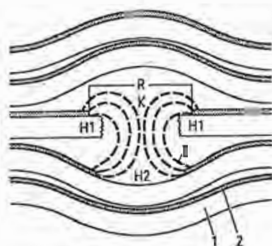


Fig. **52 N** - In un condensatore metallizzato (« **1** » indica il dielettrico e « **2** » la sua metallizzazione) l'arco « K » eh si forma in caso di sovvratensione col suo flusso di corrente « **I** » fa evaporare il metallo nella ridottissima area interessata: essa rimane interrotta solo tra i punti « **R** » senza che sia compromessa né la carica né il funzfonamento.

Il condensatore in virtù di ciò, può perfettamente continuare a svolgere la sua normale funzione anche dopo una scarica interna, non solo, ma la formazione di allumina che si verifica durante la scarica, aumenta le proprietà isolanti in quel punto.

A questo proposito anzi, diremo che l'autocicatrizzazione viene anche preventivamente sfruttata in sede di fabbricazione del condensatore per evitare che nello stesso, in seguito, alle condizioni nominali di funzionamento, avvengano scintillamenti.

Per ottenere inoltre, una più spinta riduzione delle dimensioni si è conferito alle armature — in alcuni tipi — un profilo a « greca », dimensionata in modo progressivo in funzione del diametro: l'avvolgimento è costituito da un unico nastro dielettrico.

È appena il caso di rilevare che gli effetti delle scariche di autocicatrizzazione sul valore capacitivo sono talmente ridotti da non poter essere addirittura apprezzati con i normali apparecchi di misura.

Questi condensatori sono racchiusi in involucri di diverso tipo a seconda delle condizioni ambientali cui sono destinati: l'involucro è solitamente di materiale plastico o di alluminio. Le temperature di esercizio possono raggiungere gli estremi di —400° C e + 100° C.

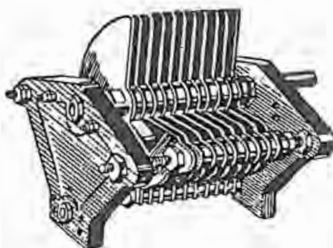


Fig. **53 N** - Condensatore variabile costruito per impieghi in piccoli e **medi** trasmettitori. Tra le caratteristiche di questi tipi si annotano una notevole spaziatura fra le lamine ed isolamento ceramico tra le due armature per l'applicazione di tensioni elevate.

Condensatori variabili

Il tipo di condensatore ad armature parallele si presta alle variazioni meccaniche, vale a dire alla regolazione della capacità. Poiché quest'ultima dipende sia dalla superficie che dalla distanza tra le armature stesse, si può variare una di tali caratteristiche.

Nei condensatori variabili generalmente si fa variare l'area efficace, ossia quella parte delle armature che si trova effettivamente affacciata di fronte a quella dell'elettrodo opposto; alla regolazione della distanza si ricorre invece in altri tipi di capacità variabile, ad esempio compensatori e neutralizzatori nei quali la variazione necessaria è di valore ridotto.

Un condensatore variabile tipico sappiamo che consiste di due serie di armature, una delle quali si sposta rispetto all'altra allo scopo di variare la capacità; la serie fissa costituisce lo **statore**, quella mobile viene denominata **rotore**. In genere, le lamine del rotore sono in numero inferiore di uno rispetto a quelle dello statore, e vengono montate su un albero che deve essere ruotato.

Entrambi i complessi di lamine sono rigidi, e generalmente vengono realizzati in alluminio onde evitare una facile ossidazione.

L'albero del rotore fa parte del supporto metallico che può essere fissato al telaio o chassis di una qualsiasi apparecchiatura, mentre lo statore viene fissato a detto supporto mediante barrette di materiale isolante (ceramica, steatite, ecc.).

Allo scopo di assicurare una variazione dolce e regolare, l'albero del rotore viene supportato mediante cuscinetti a sfere o bronzine, e vi sono speciali molle di contatto continuo e stabile con la parte mobile.

Dal momento che lo spessore delle lamine non influisce sulla capacità, esse vengono costruite della massima sottigliezza, compatibilmente si intende come le condizioni di rigidità e di robustezza necessarie.

Il dielettrico è molte volte costituito dall'aria, e vengono presi speciali provvedimenti di carattere meccanico onde evitare che il rotore possa venire in diretto contatto con lo statore durante la sua rotazione.

La distanza tra gli elettrodi varia a seconda dell'impiego cui il condensatore è destinato. Mentre quelli usati nei ricevitori — nei quali la tensione applicata è minima — hanno la minima distanza meccanicamente consentita, quelli usati nei trasmettitori, nei quali spesso sono in gioco tensioni elevate, hanno le lamine ad una distanza atta ad evitare l'innesco di scintille, ossia la rottura dell'isolamento aria per effetto del cosiddetto arco voltaico.

Il tipo illustrato nella **figura 53 N**, è appunto un condensatore variabile ad alta tensione per trasmettitori.

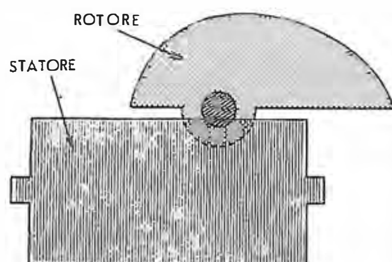


Fig. 54 N - Per ottenere un determinato andamento nella variazione di capacità conseguente alla rotazione delle armature variabili, si pongono queste ultime in posizione decentrata rispetto all'albero. Con la rotazione la superficie affacciata (e quindi la variazione di capacità) è minore all'inizio che non in seguito.

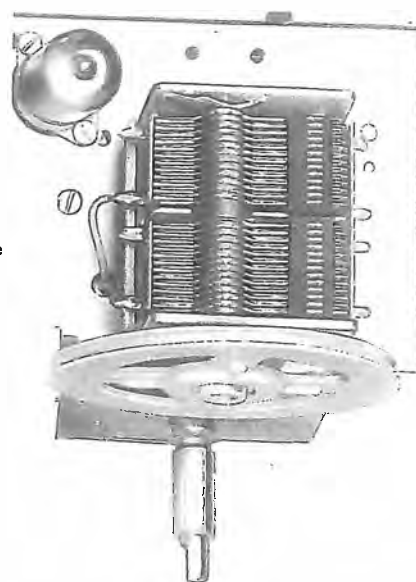


Fig. 55 N - Condensatore variabile doppio, monocomandato, per ricevitori. Spesso il movimento delle lamine mobili è demoltiplicato a mezzo di pulegge e funicelle (come in questo caso) che fanno capo ad un indice indicante la frequenza o la stazione (scala parlante).

È importante, ed intuitivo, il fatto che, se si aumenta la distanza fra gli elettrodi onde evitare scariche di tensione, è necessario dare loro dimensioni molto maggiori di quelle di altri condensatori della medesima capacità adatti a basse tensioni; generalmente, si aumenta a tale scopo, sia la superficie degli elettrodi che il loro numero.

Le armature rotanti di un variabile sono spesso decentrate rispetto al rotore (**figura 54 N**), allo scopo di dare una variazione di capacità non lineare rispetto all'angolo di rotazione.

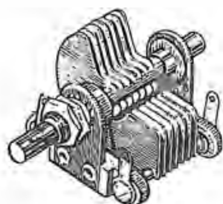
Ed essendo quest'ultima normalmente di 180°, esse si interpongono con poca superficie affacciata all'inizio (frequenze alte) — partendo dal punto in cui le lamine mobili sono completamente all'esterno (come in figura 54 N); in seguito alla rotazione, l'aumento di capacità risulta tanto più rapido quanto più le lamine mobili penetrano nello statore (frequenze più basse).

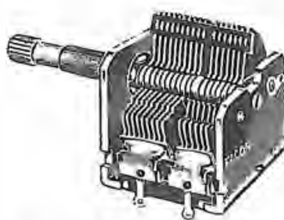
Tale sistema di variazione della capacità è necessario per il seguente motivo: quando un condensatore variabile viene utilizzato in un ricevitore per la sintonia sulle varie stazioni emittenti, esso viene spesso meccanicamente demoltiplicato, in modo che l'intera rotazione di 180° da parte del rotore corrisponda all'intera esplorazione di una scala « parlante » a mezzo di un indice mobile che la percorre da un estremo all'altro (**figura 55 N**). La scala copre un'intera gamma di frequenze, ad esempio le onde medie (da 200 a 600 metri).

Uno spostamento di pochi millimetri dell'indice nell'estremo più basso (200 m) — che corrisponde ad una rotazione di pochi gradi del rotore in posizione quasi completamente estratto dallo statore — deve corrispondere ad una variazione di capacità di pochi picofarad.

Nell'estremo opposto invece (verso i 600 m) uno spostamento dell'indice di pochi millimetri, corrispondente sempre da una rotazione di pochi gradi, deve causare una variazione di capacità molto maggiore.

Sagomando in modo opportuno le armature del condensatore e decentrando l'albero come si è detto e come appare dall'illustrazione, è possibile ottenere una scala a distribuzione pressoché uniforme delle frequenze. Il principio





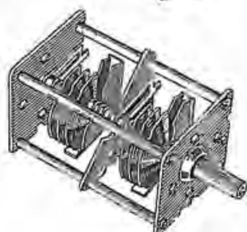


Fig. 56 N - I condensatori variabili possono essere semplici, come il primo in alto, doppi o anche tripli. Non sempre i diversi settori hanno eguale capacità. L'albero è, molte volte, montato su cuscinetti a sfere.



Fig. 57 N - Nei ricevitori più economici si impiegano condensatori variabili che adottano un dielettrico plastico: ciò riduce le dimensioni ed i costi senza compromettere molto i risultati, specialmente per la ricezione delle onde lunghe e medie.

costruttivo verrà ulteriormente illustrato nei riguardi delle caratteristiche dei circuiti di sintonia.

Alcuni condensatori variabili sono a più sezioni: pur avendo un unico rotore formato da due serie di lamine in contatto tra loro, presentano lo statore suddiviso in due sezioni isolate tra loro.

Le sezioni dello statore essendo bilanciate — dando cioè la medesima variazione di capacità per ogni angolo di rotazione da parte del rotore — possono costituire un solo variabile se collegate in parallelo, oppure possono essere collegate separatamente.

In altri casi, si possono trovare tipi di condensatori variabili detti « coassiali » o più spesso « in tandem », aventi capacità diverse nelle varie sezioni per scopi che vedremo in seguito; la **figura 56 N** illustra diversi esemplari di condensatori variabili.

I condensatori variabili per frequenze relativamente basse comprese nelle gamme di trasmissione hanno generalmente capacità massime tra 250 e 500 pF (0,00025 e 0,0005 μF).

A volte sono a dielettrico solido (mica o plastica) come in **figura 57 N**.

Per le gamme di frequenze più elevate si usano « variabili » le cui capacità sono comprese tra 25 e 150 pF (0,000025 e 0,00015 μF); infine, per scopi particolari nel campo degli apparecchi funzionanti a frequenze elevatissime, si possono trovare anche dei condensatori variabili, detti microvariabili, la cui capacità massima è dell'ordine di 5 pF (0,000005 μF).

In un condensatore variabile è importante conoscere i seguenti dati: la **capacità massima**, che si ha — come abbiamo visto — quando tutte le lamine del rotore sono del tutto all'interno degli spazi presenti tra le lamine dello statore, quando il variabile è chiuso; la **capacità minima** o residua — che è sempre, inevitabilmente, maggiore di zero — che si ha invece quando le lamine del rotore sono completamente al di fuo-

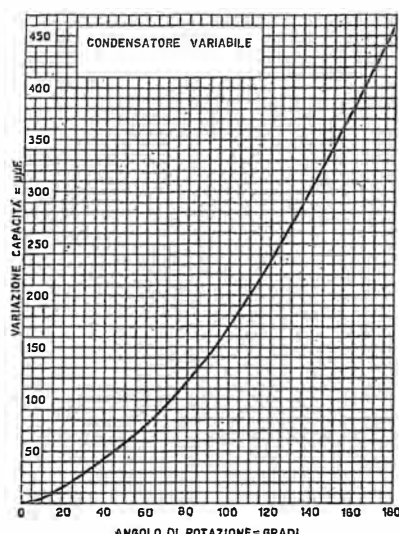


Fig. 58 N - la curva indica l'andamento della variazione di capacità al variare dei gradi di rotazione dell'albero di un condensatore variabile, ad aria, ostruito a due ed a tre sezioni distinte.

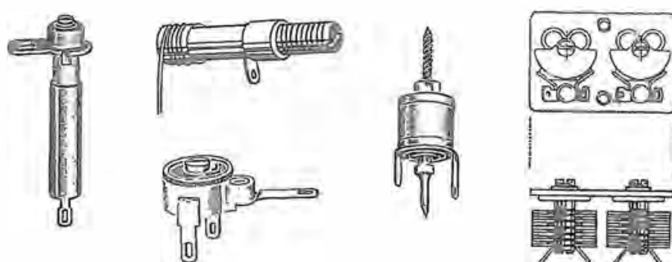


Fig. 59 N - Piccoli condensatori variabili, noti col nome di compensatori: possono essere sia a dielettrico ceramico che a dielettrico aria. La variazione è semifissa e serve per la taratura. Di quello tubolare ceramico è illustrata, in figura 60 N, la struttura.

ri di quelle dello statore, ossia quando il variabile è completamente aperto, ed infine la **curva di variazione** di capacità, la quale viene generalmente espressa con un grafico o diagramma avente su di un asse i gradi di rotazione del rotore compresi tra 0° e 180°, e sull'altro i valori di capacità corrispondenti.

La **figura 58 N** rappresenta un esempio di tale diagramma.

Compensatori

I **compensatori**, o condensatori di taratura, sono un altro tipo di condensatori variabili, che traggono il nome dalla loro stessa funzione, in quanto servono per « compensare » le piccole differenze che si riscontrano inevitabilmente nella messa a punto di un apparecchio comprendente circuiti accordati.

Essi sono realizzati però in modo tale che è possibile portarli al valore di capacità desiderato, e lasciarli poi, come condensatori fissi, in tale posizione.

A volte sono del tipo a dielettrico mica, e consistono allora in una lamina metallica mobile e in una fissa: la prima, separata dalla seconda da uno strato di mica, può essere più o meno avvicinata a quest'ultima mediante una vite di regolazione e pressione.

I compensatori vengono impiegati per diversi scopi, e si dividono in due categorie principali: « trimmer » e « padder ».

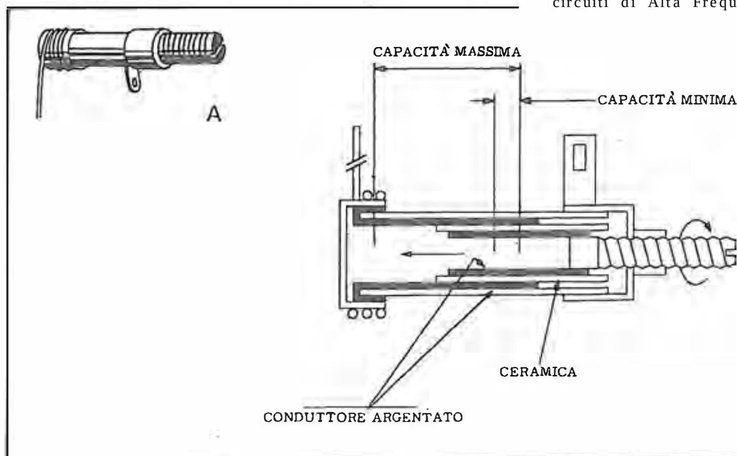
È opportuno notare che, dal punto di vista elettrico, non sussiste tra i due alcuna differenza: il primo tipo infatti non è che un compensatore di piccola capacità, che viene generalmente collegato **in parallelo** ad un condensatore variabile più grande, al fine di aggiungere una piccola capacità variabile che serve per la compensazione, ossia per la correzione delle eventuali differenze; il « padder » è sempre un compensatore, ma di capacità più elevata, che viene generalmente collegato **in serie** ad un condensatore variabile onde diminuirne la capacità.

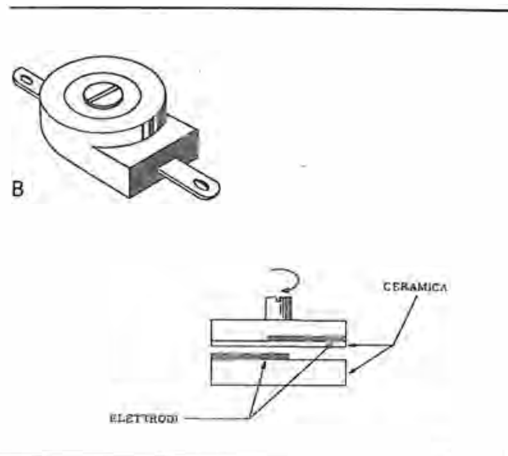
I « trimmer possono avere valori di capacità compresi tra 0,5 e 10 pF, oppure tra 10 e 50 pF; i valori tipici dei « padder » sono invece compresi tra 50 e 100 pF (minimo) e tra 500 e 1 000 pF (massimo).

Nella produzione moderna è facile trovare anche compensatori ad aria, realizzati come minuscoli condensatori variabili montati su un supporto di ceramica, e provvisti di un taglio praticato su una estremità dell'albero del rotore onde permettere la regolazione mediante un cacciavite (vedi **figura 59 N**).

Altri tipi ancora sono interamente in ceramica, e sono costituiti da due dischetti di detto materiale, la cui superficie è parzialmente metallizzata da un lato, fissati tra loro con una vite o un rivetto, in modo tale che uno dei due possa ruotare intorno al proprio centro, mediante un

Fig. 60 N - Aspetto strutturale di due tipici compensatori a regolazione semifissa. In A è rappresentato il tipo tubolare ceramico ed in B quello ceramico a disco. L'impiego di questi componenti è assai comune in circuiti di Alta Frequenza.





cacciavite (figura 60 N - sezione B).

Altri tipi infine sono costituiti da un tubetto di ceramica provvisto di un'anima metallica (costituente uno degli elettrodi) e di un manicotto esterno costituente il secondo elettrodo. Lo spostamento di quest'ultimo lungo l'asse determina la variazione di capacità (figura 60 N - sezione **A**).

★ ★ ★

A conclusione dell'argomento condensatori riassumeremo, con breve cenno, quelle che sono le perdite caratteristiche di quest'organo: conoscendole si potrà meglio valutare, al momento opportuno, se ad esse o ad una di esse deve imputarsi un risultato non soddisfacente del circuito o dell'apparecchiatura.

Si distinguono perdite resistive, di fuga, di assorbimento dielettrico e di isteresi dielettrica.

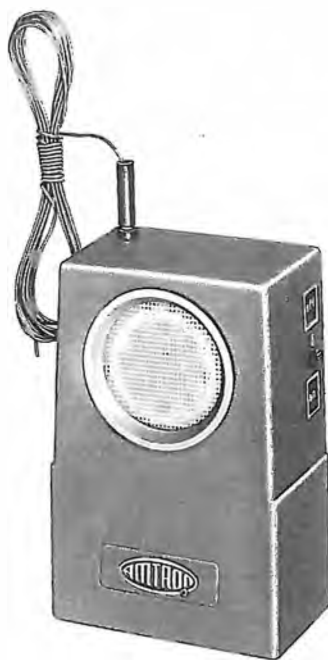
In merito alle prime diremo che, a rigore, devono intendersi quelle dovute alla resistenza dei conduttori interni nonché delle armature stesse: la perdita equivale al quadrato della corrente per il valore ohmico.

Si tratta di una parte minima delle perdite totali del condensatore.

Circa le seconde abbiamo già messo in evidenza il fenomeno parlando dei condensatori elettrolitici. L'assorbimento dielettrico è causa di perdite in quanto il dielettrico assorbe cariche che non restituisce.

L'isteresi è infine simile a quella del nucleo di una induttanza: si richiede energia (perdita) per invertire il campo delle armature. Assorbimento del dielettrico e isteresi diventano più significativi alle frequenze più alte. Tali perdite sono designate col termine « fattore di potenza » (simile al fattore di dissipazione), che è dato dal rapporto: potenza persa per ciclo/potenza immagazzinata per ciclo.

Ricorderemo, in ultimo, che un'importante caratteristica distintiva dei condensatori è la tensione massima di funzionamento, che deve sempre essere espressa dal costruttore, unitamente alla tensione istantanea di punta nonché alla sovratensione che il condensatore può sopportare.



Un piccolo trasmettitore

Alimentato da una pila a 9 volt incorporata, questo minuscolo apparecchio (cm 10,5 × 7 × 4) consente un collegamento fonico sino a 30 m circa, usufruendo per la ricezione di un comune ricevitore per radiodiffusione, sulla gamma a modulazione di frequenza (FM).

Questo che descriviamo è un radiomicrofono di piccola potenza, ma di ottimo rendimento.

Può trasmettere in VHF nella banda delle radiotrasmissioni in modulazione di frequenza. La ricezione è possibile con qualsiasi ricevitore provvisto della gamma FM, opportunamente sintonizzato.

È possibile una regolazione semifissa della frequenza di emissione, che permette di portarsi ad un punto della scala che non sia occupato da altre emittenti.

Il microfono è molto sensibile, grazie all'efficiente amplificatore di bassa frequenza di cui è provvisto l'apparecchio. Permette l'ascolto di voci e rumori che si producono in un locale di media grandezza con grande fedeltà e sensibilità.

La modulazione di frequenza avviene per mezzo di un diodo « varicap » che modifica la frequenza di accordo del circuito di sintonia in relazione alle correnti foniche generate dal microfono.

Il trasmettitore è fornito di antenna aperiodica flessibile, di lunghezza non critica.

L'utilità e l'attrattiva di questo apparecchio sia per usi sperimentali che applicazioni di ascolto a distanza è assai evidente.

Utilità del mezzo

La possibilità di trasmettere informazioni, dati, musica, eccetera, senza che tra ricevitori ed emittente vi sia alcun collegamento visibile presenta sempre, anche se non è più una novità per nessuno, un certo suo fascino.

È un mezzo che elimina la schiavitù dei fili e degli impianti fissi di trasporto dell'informazione; per questo il primo nome della radio fu « telegrafo senza fili ».

I fili di collegamento hanno sempre costituito e costituiscono tuttora un notevole inconveniente quando si voglia collegare tra di loro due punti per trasmettere un'informazione, anche se in pratica l'informazione via filo risulta più sicura e più segreta.

L'uso di una trasmittente a corta portata può essere quello della sorveglianza di un ambiente, senza il timore di essere notati da coloro che stanno nell'ambiente sorvegliato.

Si pensi per esempio alla sorveglianza della camera di un bambino mentre ci si trova in altro appartamento nelle vicinanze del proprio.

Tanti genitori sono costretti ad una vera e propria reclusione serale perché non dispongono di una « baby sitter » o non si fidano a lasciare solo il figlio. Il trasmettitore piazzato nella stanza permetterà di percepire ogni vagito del bambino proprio come se si fosse presenti nella sua stanza.

Lo si può usare anche per funzioni di sorveglianza, per esempio quando si sospetta l'eventualità di un furto e si decide di sostituire all' antifurto la sorveglianza diretta, che è molto più efficace. Poter sorvegliare senza essere fisicamente presenti sul luogo presenta molti vantaggi di efficienza e di sicurezza.

Non bisogna dimenticare inoltre che, sebbene la legge proibisca di curiosare in casa altrui, non vieta affatto di voler conoscere cosa succeda a casa nostra in nostra assenza. In questa necessità, un radiomicrofono opportunamente nascosto ci permetterà di chiarire molti dubbi e sospetti.

Lo schema elettrico

Il circuito di questo microtrasmettitore visibile in **figura 61 N**, è equipaggiato con transistori al silicio. Esso è costituito da un oscillatore, da un circuito elettronico per la modulazione di frequenza e da un amplificatore di bassa frequenza.

L'oscillatore, che impiega il transistore Tr3 (BFY75) è di tipo Colpitts.

Il circuito risonante costituito dalla bobina L1 e dal compensatore CV è inserito nel circuito di collettore, a risonanza in parallelo.

La reazione viene prelevata sul punto comune dei condensatori C40 e C45 in serie, posti fra collettore e massa.

L'impedenza Z1, attraverso la quale passa la tensione di alimentazione, ha il compito d'impedire che la tensione oscillante possa in parte disperdersi attraverso il circuito di alimentazione stesso.

La polarizzazione è ottenuta mediante il partitore di tensione costituito dai resistori R60-R65.

La modulazione di frequenza è dovuta ad una variazione capacitiva di sintonia del circuito di collettore, con una capacità la cui grandezza è funzione della tensione (diodo varicap BA102); questo diodo viene polarizzato con una tensione continua di 4,2 V.

Quando all'ingresso, viene apposta, mediante

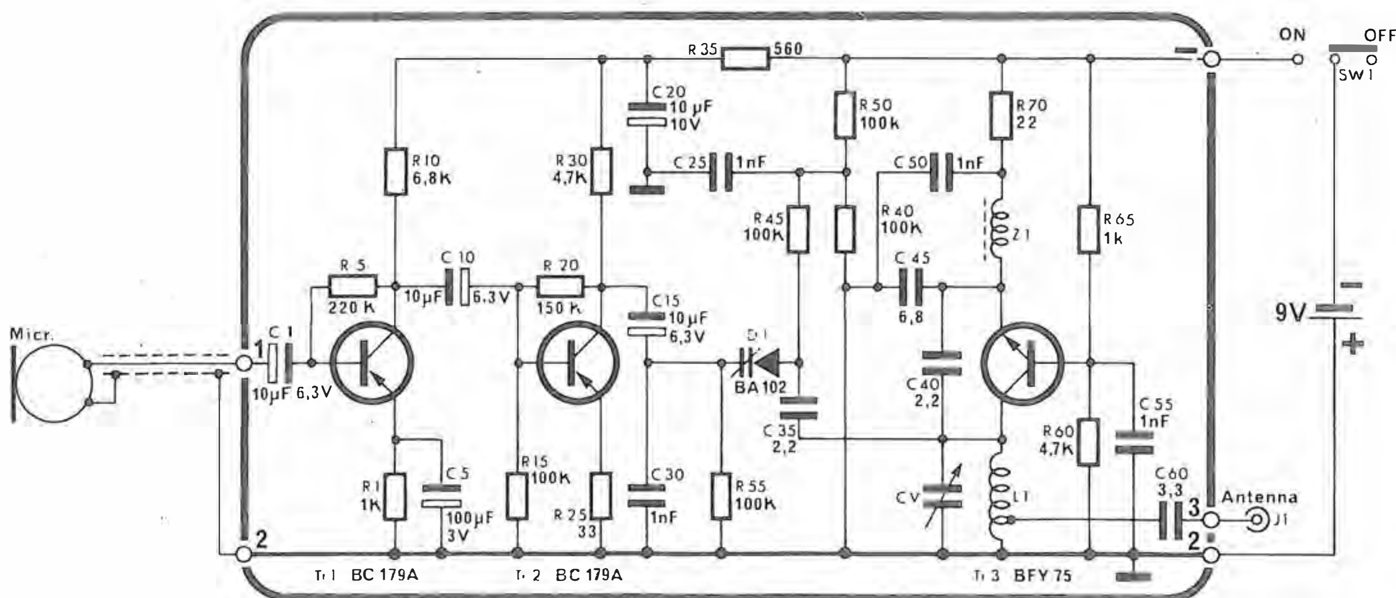


Fig. 61 N - Il segnale che il microfono fornisce viene amplificato da Tr1 e da Tr2 che costituiscono due stadi di Bassa Frequenza in cascata. Il segnale, così amplificato, applicato a D1 ne fa variare la capacità e poiché quest'ultimo fa parte del circuito che determina la frequenza di oscillazione di Tr3, varia la frequenza emessa al ritmo della frequenza di modulazione (modulazione di frequenza).

il condensatore C15, una tensione alternata a frequenza acustica fornita dall'amplificatore di bassa frequenza, varia la tensione agente sui diodo D1 e quindi anche la sua capacità.

La frequenza di oscillazione dell'oscillatore viene perciò variata nello stesso modo col quale varia la tensione di bassa frequenza.

L'amplificatore di bassa frequenza è equipaggiato con i transistori Tr1 e Tr2 (BC179A) in circuito ad emettitore comune.

Il segnale fornito dal microfono (Micr.), viene trasferito alla base di Tr1 attraverso il condensatore di accoppiamento C1. La polarizzazione di base, è ottenuta mediante il resistore R5 connesso fra la medesima e il collettore. Con tale sistema si ottiene un ottimo grado di stabilizzazione.

Ogni aumento della corrente di collettore, infatti, aumenta la caduta di tensione ai capi del resistore di carico R10, e quindi la tensione di collettore viene ridotta. Si ha allora una riduzione della corrente di base, cosicché la corrente di collettore diminuisce essa stessa compensando così l'aumento iniziale.

Il resistore di emettitore R1 è fugato a massa mediante il condensatore C5, per evitare la reazione in alternata.

Il segnale attraverso il condensatore C10 viene trasferito alla base di Tr2.

La tensione di polarizzazione di base è ottenuta mediante il resistore R20 inserito fra base-collettore e il resistore R15.

Il resistore R25 inserito fra emettitore e massa oltre ad ottenere una stabilizzazione del punto di lavoro del transistore (reazione per corrente) provvede per la reazione in alternata.

Il collettore è alimentato attraverso il resistore R30. Il segnale presente sul collettore è trasferito al circuito per la modulazione di frequenza mediante il condensatore di accoppiamento C15.

Quale antenna viene impiegato un radiatore costituito da uno spezzone di trecciola isolata della lunghezza di cm 190. L'adattamento dell'antenna al circuito di collettore è stato scelto con opportuna presa sulla bobina L1 del circuito di oscillazione.

Il trasmettitore è disposto in un contenitore in plastica di buon aspetto estetico, munito internamente dei sostegni necessari per il microfono, la batteria, il circuito stampato (**figura 62 N**).

Il diodo come condensatore

Questo radiomicrofono emette una portante in VHF compresa, come si è detto, entro la banda delle normali emissioni radio in modulazione di frequenza. Per questa ragione anche la portante del radiomicrofono deve essere modulata in frequenza in modo da poter essere ricevuta da qualsiasi apparecchio radio commerciale dotato della gamma FM.

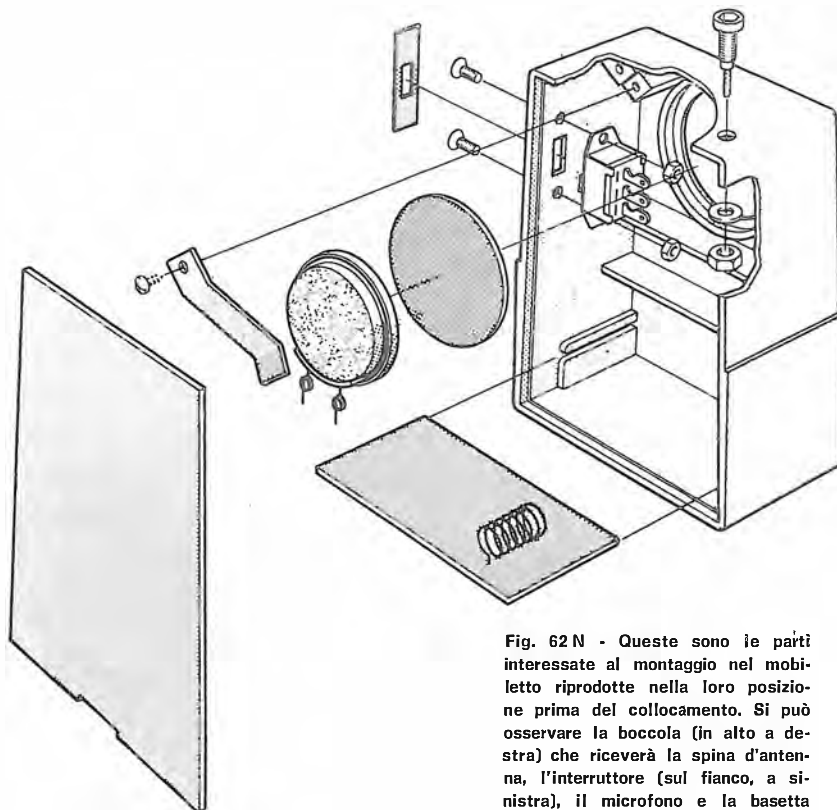


Fig. 62 N - Queste sono le parti interessate al montaggio nel mobiletto riprodotte nella loro posizione prima del collocamento. Si può osservare la boccola (in alto a destra) che riceverà la spina d'antenna, l'interruttore (sul fianco, a sinistra), il microfono e la basetta che sintetizza il circuito stampato.

Qualche tempo fa il problema della modulazione in frequenza di un segnale risultava di soluzione alquanto complicata. Ora non più, grazie all'uso di appositi diodi che, opportunamente inseriti nel circuito oscillante, si comportano come condensatori la cui capacità varia in maniera proporzionale alla tensione inversa applicata alla giunzione. Ci occuperemo ben più a fondo di questi argomenti, in altra lezione.

In questo modo, applicando ai capi del diodo una tensione opportunamente alternata, è possibile far variare entro certi limiti la frequenza di accordo del circuito oscillante che stabilisce la frequenza di funzionamento del generatore attuando così la **modulazione in frequenza** dell'onda emessa.

In pratica qualsiasi diodo presenta alla sua giunzione una certa capacità dipendente dalla tensione inversa applicata. Il problema consiste esclusivamente nell'aumentare la variazione della capacità a parità di tensione.

Un diodo polarizzato in senso inverso conduce soltanto una piccolissima corrente detta « corrente di saturazione ». Trascurando questa corrente e passando per comodità al caso del diodo ideale, la nostra giunzione polarizzata in senso inverso si comporterà come un isolante.

Siccome i materiali da una parte e dall'altra della giunzione sono intrinsecamente dei conduttori, anche se di una certa resistenza (semiconduttori), dovremo ammettere che nella giunzione si forma uno strato isolante.

In una giunzione PN la conduzione è dovuta alla presenza di cariche positive da una parte

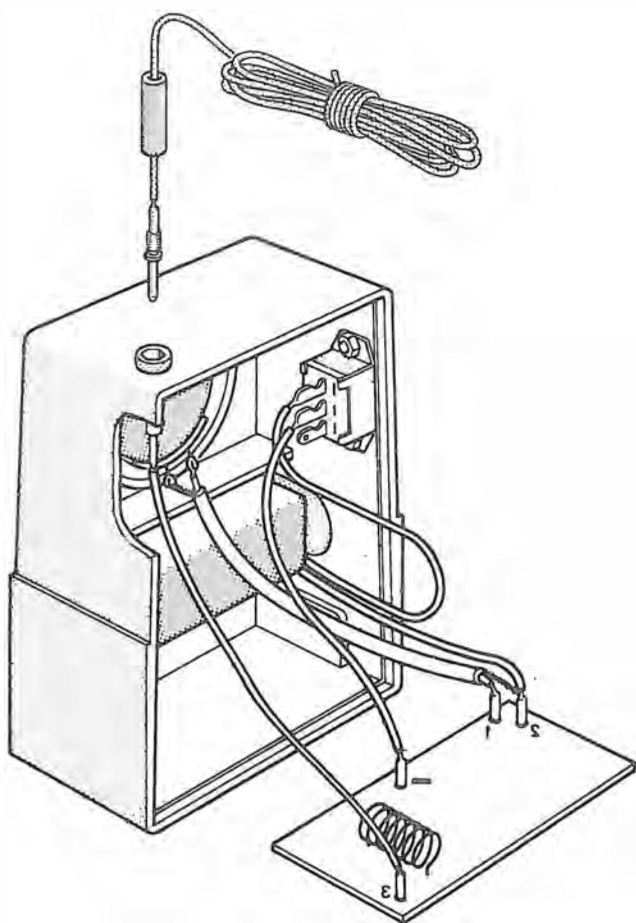


Fig. 63 N - Fase di montaggio successiva a quella della figura precedente. Tutti i componenti ed accessori sono qui al loro posto ed interconnessi; l'apparecchio perciò è terminato, pronto all'impiego.

e di cariche negative dall'altra, che annullandosi reciprocamente (ricombinazione) sulla giunzione simulano il passaggio della corrente in un normale conduttore.

In mancanza di campo elettrico applicato alle due estremità della giunzione, le cariche di segno opposto, per effetto di un'azione elettrostatica di repulsione lasceranno sgombra una certa zona di semiconduttore a cavallo della giunzione.

Essendo allora priva di cariche, tale zona si comporterà come un isolante di spessore piccolo ma finito. In pratica, la zona priva di cariche è il risultato dell'equilibrio di due forze di segno contrario, una delle quali è la repulsione elettrostatica e l'altra è la tendenza delle cariche a diffondersi in tutta la massa del semiconduttore.

Un sistema formato da due elettrodi separati da uno strato isolante costituisce in pratica un condensatore; la capacità di un condensatore dipende dalla natura e dallo spessore dello strato isolante. È quanto abbiamo testé visto nelle pagine precedenti.

Se noi applichiamo un campo elettrico ai capi della giunzione, introdurremo una terza forza che avrà come effetto di alterare l'equilibrio delle cariche in prossimità della giunzione. Maggiore sarà il potenziale applicato, maggiore sarà la forza squilibrante applicata alle cariche i cui fronti tenderanno a spostarsi variando lo spessore dello strato di transizione e di conseguenza **la capacità della giunzione.**

Da una parte della giunzione troviamo materiale di tipo P ossia drogato in modo che i portatori di carica di maggioranza abbiano il segno positivo (lacune); dall'altra parte della giunzione troviamo invece materiale di tipo N, con portatori di segno negativo (elettroni).

Se applicheremo un potenziale elettrico ai terminali del diodo, in modo che il polo negativo stia dalla parte del materiale N, troveremo per prima cosa che non si ha passaggio di corrente ed in secondo luogo che lo strato di transizione tende ad allargarsi.

Infatti, i portatori di segno P vengono attratti dal terminale negativo e quelli N dal positivo, col risultato di affollarsi vicino ai terminali di uscita e di allontanarsi dalla giunzione.

Questo allargamento provocherà una diminuzione della capacità della giunzione.

Naturalmente il fenomeno si verifica in senso inverso anche per la polarizzazione diretta, ma ad un certo punto lo strato di transizione si assottiglia tanto da annullarsi provocando il forte passaggio della corrente diretta.

L'effetto di variazione della capacità si veri-

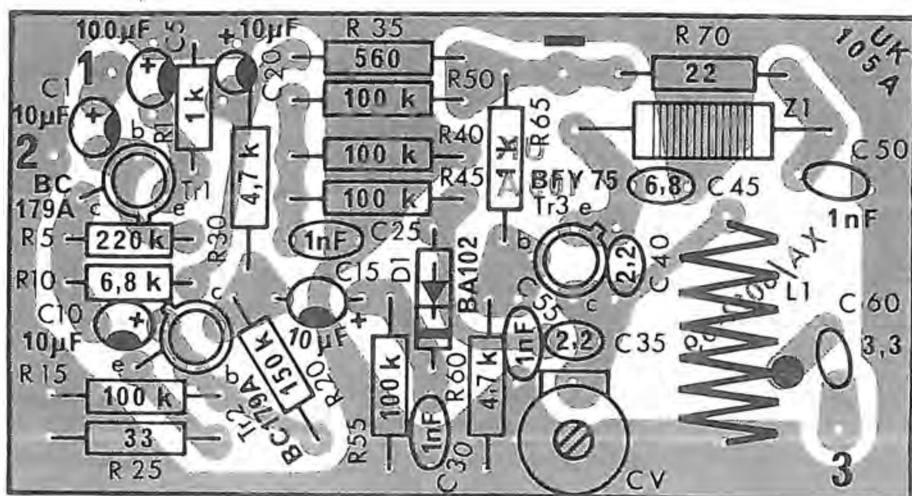


Fig. 64 N - Sulla basetta a circuito stampato, già pronta con foratura ed indicazione della sigla dei diversi componenti, vengono inseriti questi ultimi secondo questa predisposizione. Dai punti « 1 » e « 2 » si diparte il conduttore schermato connesso al microfono, dal « 3 » quello per l'antenna e dal « — » quello verso l'interruttore d'alimentazione. Queste stesse indicazioni sono individuabili sia sullo schema elettrico che sul disegno costruttivo riportato in figura 63 N.

fica quindi finché il potenziale diretto è tanto piccolo da non ridurre a zero lo strato di transizione o — in altre parole — finché questo non supera il valore della « barriera di potenziale », che è di qualche decimo di volt.

Da questo, la convenienza di usare la polarizzazione inversa che permette variazioni di capacità molto più ampie.

La differenza tra un diodo normale ed un diodo cosiddetto « varicap » consiste solo nella cura che si è posta in sede di costruzione dello stesso, per esaltare l'effetto di variazione della capacità, usando opportuni trattamenti di drogaggio.

Un diodo di questo tipo è applicato nel nostro trasmettitore, in parallelo all'induttore del circuito oscillante, e viene eccitato dalla tensione modulante proveniente da un amplificatore a bassa frequenza che a sua volta viene pilotato da un microfono.

Siccome la frequenza di oscillazione dipende sia dall'induttanza che dalla capacità:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

variando una di queste grandezze (nel nostro caso la capacità), varierà anche la frequenza emessa.

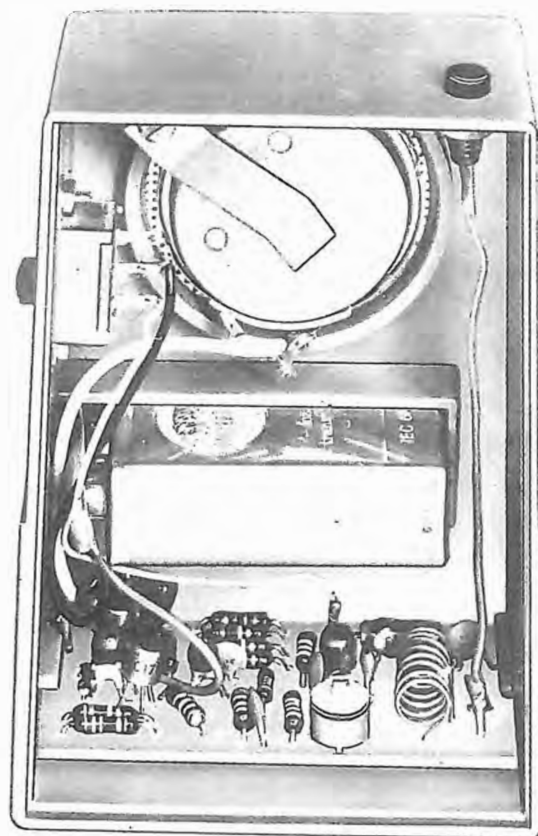


Fig. 65 N - La semplicità costruttiva e la facilità di accesso ai componenti è messa in evidenza da questa illustrazione. Per la batteria di alimentazione, da 9 volt, è previsto un apposito vano. L'assieme pronto per la realizzazione è contraddistinto dalla sigla UK105-A della serie Amtron.

L'impiego

La sensibilità del trasmettitore ai segnali acustici è ottima grazie all'elevato guadagno degli stadi di bassa frequenza che funzionano da modulatore. In pratica viene trasmessa qualsiasi voce o rumore anche di bassa intensità che si producano in una stanza di dimensioni normali.

La portata del trasmettitore, naturalmente, è limitata dalla scarsa potenza dello stadio di alta frequenza, oltre che dalle condizioni di propagazione e dai disturbi presenti nel campo elettromagnetico.

Normalmente è sufficiente a garantire un ottimo ascolto entro un raggio di almeno 30 m, usando un ricevitore FM di buona sensibilità.

Come si noterà, non è usata un'antenna a stilo. E questo per varie considerazioni.

Prima di tutto la comodità di installazione, che è fortemente limitata dalla presenza dell'antenna rigida.

In secondo luogo, l'antenna a stilo accordata è fortemente selettiva. Quindi la portata del trasmettitore risulterebbe fortemente variata dalle condizioni di accordo, ossia dalla lunghezza dell'antenna.

L'antenna a filo usata, invece è a banda larga ed influenza meno l'emissione, tanto che si può usare anche distesa in modo sommario senza notevoli variazioni di rendimento.

L'interruttore generale permette la messa in funzione del trasmettitore. L'antenna a filo si collega ad un'apposita boccola (**figura 63 N**).

La disposizione dell'intero circuito su di un unico circuito stampato (**figura 64 N**) conferisce al montaggio un aspetto ordinato, evita errori di collegamento e di disposizione dei componenti (**figura 65 N**), cosa che, specie nelle VHF risulta spesso determinante per il funzionamento del montaggio.

Il circuito è a sintonia semifissa e quindi non porta comandi esterni per questa funzione.

Sintonizzare un radioricevitore FM sulla frequenza di 105 MHz o su un punto qualsiasi della scala compreso fra le frequenze 100 ÷ 110 MHz senza emittenti.

Accendere il trasmettitore e ruotare lentamente il compensatore CV mediante un cacciavite antinduttivo (non metallico) fino a portarsi in sintonia con il radioricevitore.

Il punto esatto di sintonia viene indicato dal fatto che il fruscio, sempre presente, scompare allorché ci si avvicina alla frequenza per il quale il radioricevitore è stato sintonizzato.

Se contemporaneamente alla scomparsa del soffio si sente in altoparlante un fischio dovuto alla rigenerazione tra microfono ed altoparlante, orientare diversamente il microfono.

Per ottenere una buona riproduzione fedele, priva di distorsione, regolare il livello della sorgente sonora o la distanza del microfono con la stessa. Perfezionare l'accordo ritoccando la sintonia del ricevitore.

Il codice di colore per i condensatori

I condensatori fissi di dimensioni relativamente grandi (elettrolitici, carta/olio, a mica per forti correnti, ecc.) recano impresse a stampa le loro caratteristiche (tensione lavoro, lato polarizzato) e soprattutto il loro valore capacitivo, a chiare lettere e cifre. Per quelli piccoli invece si fa spesso ricorso — così come si è visto per i resistori — a codici di colore.

Va detto subito che i colori significativi delle cifre sono gli stessi di quelli dei resistori che ci sono noti (pagina 14 b); hanno la stessa eguaglianza numerica. In altre parole:

Nero	= 0	Verde	= 5
Marrone	= 1	Blu	= 6
Rosso	= 2	Viola	= 7
Arancio	= 3	Grigio	= 8
Giallo	= 4	Bianco	= 9

L'interpretazione è però un pochino più complessa perché le forme sono varie ed inoltre, col ricorso al colore si deve poter precisare, a volte, anche la tensione di lavoro, caratteristiche del dielettrico, oltre — ben inteso — la tolleranza sul valore.

L'indicazione mediante colori non è generalizzata. I tipi che ora maggiormente ne usufruiscono sono i ceramici tubolari, i cosiddetti « pin-up », alcuni tipi piatti a film di poliestere, quelli a goccia al tantalio.

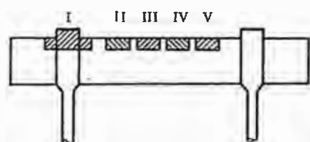


Fig. **66 N** - Sui condensatori a tubetto, **I** indica il coefficiente di temperatura, **II** la prima cifra, **III** la seconda cifra, **IV** il moltiplicatore e **V** la tolleranza sul valore.

Se sui ceramici a tubetto appaiono **5** anelli o tacche colorate (**figura 66 N**) si è in presenza delle Classe I; il primo colore (quello più vicino o sopra al gambo conduttore) indica il coefficiente di temperatura (TC) (vedi pagina 15 n) secondo la seguente corrispondenza:

Rosso/Viola	= P 100	Giallo	= N 220
Nero	= NP 0	Verde	= N 330
Marrone	= N 033	Blu	= N 470
Rosso	= N 075	Viola	= N 750
Arancio	= N 150		

Seguono tre colori che indicano (come avviene per i resistori) rispettivamente la prima e la seconda cifra significativa secondo quanto detto all'inizio, nonché il moltiplicatore. Il colore di quest'ultimo vale per il numero di zeri che seguono le 2 prime cifre, sino al blu (sei zeri). Oltre, esso diventa **un divisore** delle prime due cifre, e precisamente: bianco = 0,1; grigio = 0,01.

L'ultimo colore è — anch'esso, così come nei resistori — quello indicativo della tolleranza.

Quest'ultima, se si è in presenza di valori superiori ai 10 pF è così riferita:

Nero	= ± 20 %	Rosso	= ± 2 %
Bianco	= ± 10 %	Marrone	= ± 1 %
Verde	= ± 5 %		

Per i valori inferiori ai 10 pF i colori valgono:

Bianco	= ± 1 pF	Rosso	= ± 0,25 pF
Verde	= ± 0,5 pF	Marrone	= ± 0,1 pF

Nelle classificazioni a zone di colore (e ciò vale, ovviamente, anche per i resistori) è bene ricordare sempre che la zona colorata che segue le due prime cifre è un coefficiente di moltiplicazione, per cui se essa è nera, ad esempio, è pari a 0 e perciò il valore del componente è quello che risulta dalle due sole zone che precedono. Ad esempio: marrone-nero-nero = 10; verde-blu-nero = 56.

Se la terza zona relativa al valore è in bianco, o in grigio, la risultante delle prime cifre va divisa per 0,1 o per 0,01 rispettivamente come si è già accennato. Così: giallo-viola-bianco = (47 : 0,1) = 4,7 pF.

Nei condensatori piatti a dielettrico poliestere i colori sono applicati come si può osservare in **figura 67 N**. La zona ultima, in basso riporta il valore della tensione di lavoro come segue: **marrone** = 100 V; **rosso** = 250 V; **giallo** = 400 V; **blu** = 630 V.

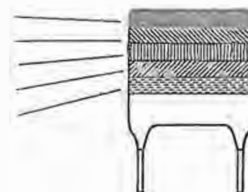


Fig. **67 N** - Sui condensatori piatti a dielettrico poliestere i colori si leggono dall'alto verso il basso. La prima striscia riporta il calore della prima cifra dei valore, segue la seconda cifra, il moltiplicatore, la tolleranza, la tensione nominale.

DICITURE

A volte sui condensatori può essere stampigliata la lettera « **K** » a seguito delle cifre; essa non sta a significare « kilo » e cioè 1 000. Vuol dire invece « ceramico » se il tipo è a tubetto o a disco. Se l'esemplare è a dielettrico plastico (forma a parallelepipedo, ora molto usata) « **K** » significa tolleranza del 10 % sul valore, così come « **M** » significa tolleranza del 20 % e « **J** » tolleranza del 5 %. Dopo queste lettere è scritta la tensione di lavoro e, prima di essa, il valore capacitivo, indicato numericamente.

Per detta indicazione vi può essere ricorso al sistema del punto innanzi alle cifre (che vale 0,) ed allora si tratta di « microfarad », oppure al prefisso « **n** » (nanofarad = 1 000 pF). **Esempio**: un condensatore siglato .0047J630 ha un valore di 4 700 pF, una tolleranza del 5 % ed una tensione di lavoro massima di 630 volt. Potrebbe però essere segnato anche: 4.7nJ630 oppure 4n7J630.

In ultimo è opportuno accennare anche al codice 101 usato in alternativa a quello a colori per i ceramici. Secondo questo sistema si stampigliano le cifre e l'ultima di esse indica il numero di zeri da aggiungere alle precedenti. Così: 561 significa 560 pF; 564 significa 560 000 pF; ecc.

Per conoscere rapidamente il valore di due condensatori in serie

Il grafico che qui pubblichiamo può essere impiegato per calcolare il valore di condensatori in serie come pure quello di **resistenze in parallelo**.

Il lettore avrà infatti notato che la formula è la medesima, e, una volta espressi i valori delle capacità o delle resistenze in semplici numeri, la risoluzione dal punto di vista aritmetico è assolutamente la stessa.

Come si nota, questo grafico consta di due gruppi di tre scale verticali, ciascuno dei quali costituisce un grafico a sé stante.

Quello qui a fianco è adatto al calcolo con due valori compresi entrambi tra 5 e 200 unità, e quello di pagina 32 n con valori compresi tra 100 e 4 000 unità.

COME SI IMPIEGA

L'uso è molto semplice: noti i valori dei condensatori da connettere in serie, essi vengono individuati uno su una delle scale esterne, ed uno su quella opposta, con il consueto metodo di interpolazione per valori decimali (i quali devono logicamente essere approssimati).

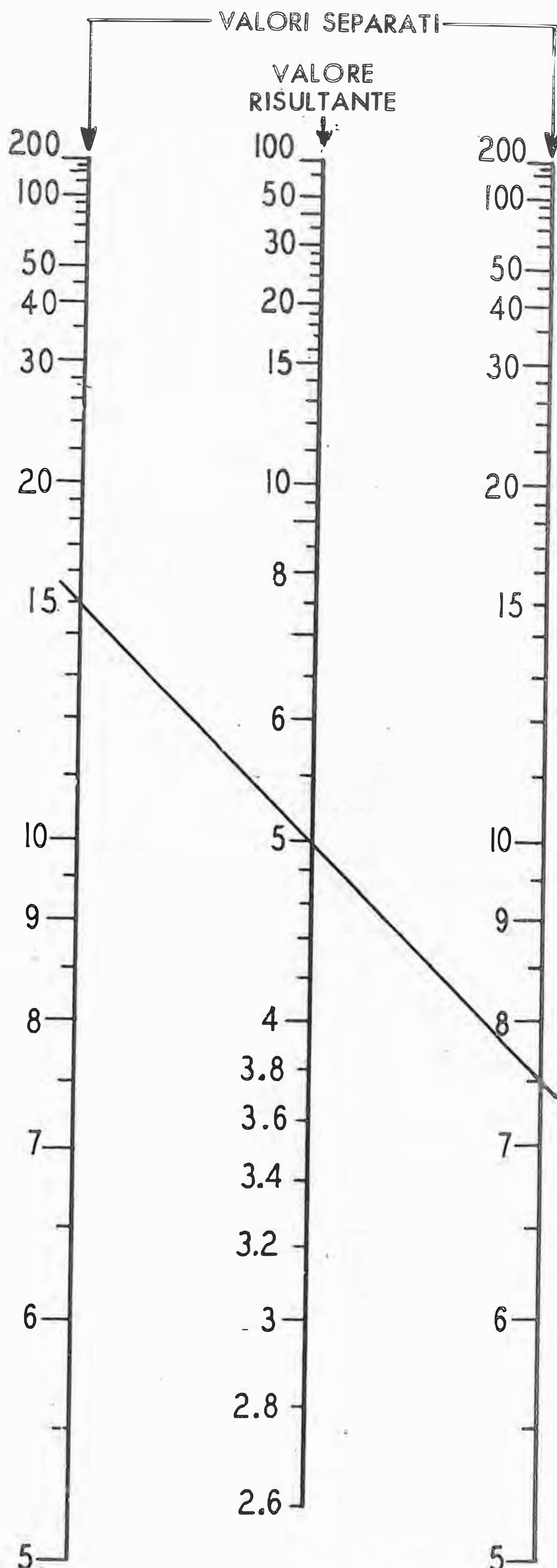
Unendo tali punti con una linea retta con l'aiuto di un righello, si individuerà un punto sulla scala centrale che permetterà di leggere sulla stessa il valore risultante.

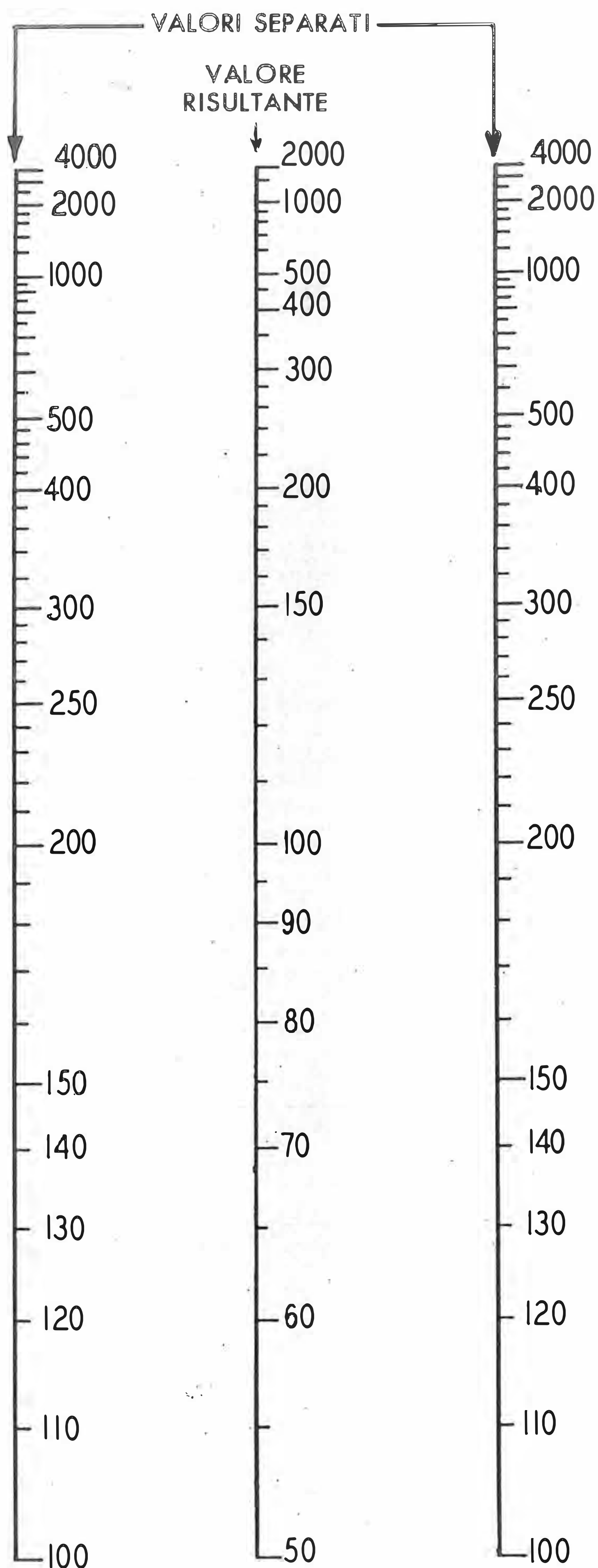
Nell'esempio riportato sul grafico qui a lato, una capacità è di 15 pF, e l'altra di 7,5: il valore risultante del loro collegamento in serie è di 5 pF.

Anche questo grafico è reversibile in quanto, noto il valore che si desidera ottenere, lo si individua su una delle due scale centrali, e sarà allora sufficiente l'uso di un righello per tracciare un numero pressoché infinito di rette passanti per quel punto, le quali indicheranno sulle scale esterne altrettante coppie di valori che, connessi tra loro, daranno il valore desiderato.

Analogamente, disponendo di una capacità nota e di vari altri valori, e desiderando ottenere un terzo valore, sarà sufficiente individuare il valore da ottenere sulla scala centrale (ad esempio 5), quello disponibile (ad esempio 15) su una delle scale esterne, ed unire i due punti con una retta prolungandola fino ad incontrare l'altra scala esterna, sulla quale si leggerà il valore da connettere in serie per ottenere quello desiderato.

La particolarità di questo grafico (che nelle due sezioni copre, come si è detto, la gamma compresa tra 5 e 4 000), è che esso può essere esteso a qualsiasi valore superiore o inferiore





al massimo ed al minimo riportati, moltiplicando o dividendo tutti i valori presenti per 10 o per un multiplo o ancora per un sottomultiplo di tale numero.

Nell'esempio precedente, se si considera 15 × 1 000 = 15 000 e 7,5 × 1 000 = 7 500, il valore risultante sarà 5 × 1 000 = 5 000.

Questo grafico può essere impiegato anche per calcolare il valore di resistenza in parallelo, e, in aggiunta, può servire per il calcolo di induttanze in parallelo, « quando tra esse non sussiste il minimo accoppiamento induttivo ».

In ogni caso, affinché il risultato sia corretto, l'unità di misura alla quale si ricorre deve essere la medesima su tutte e tre le scale.

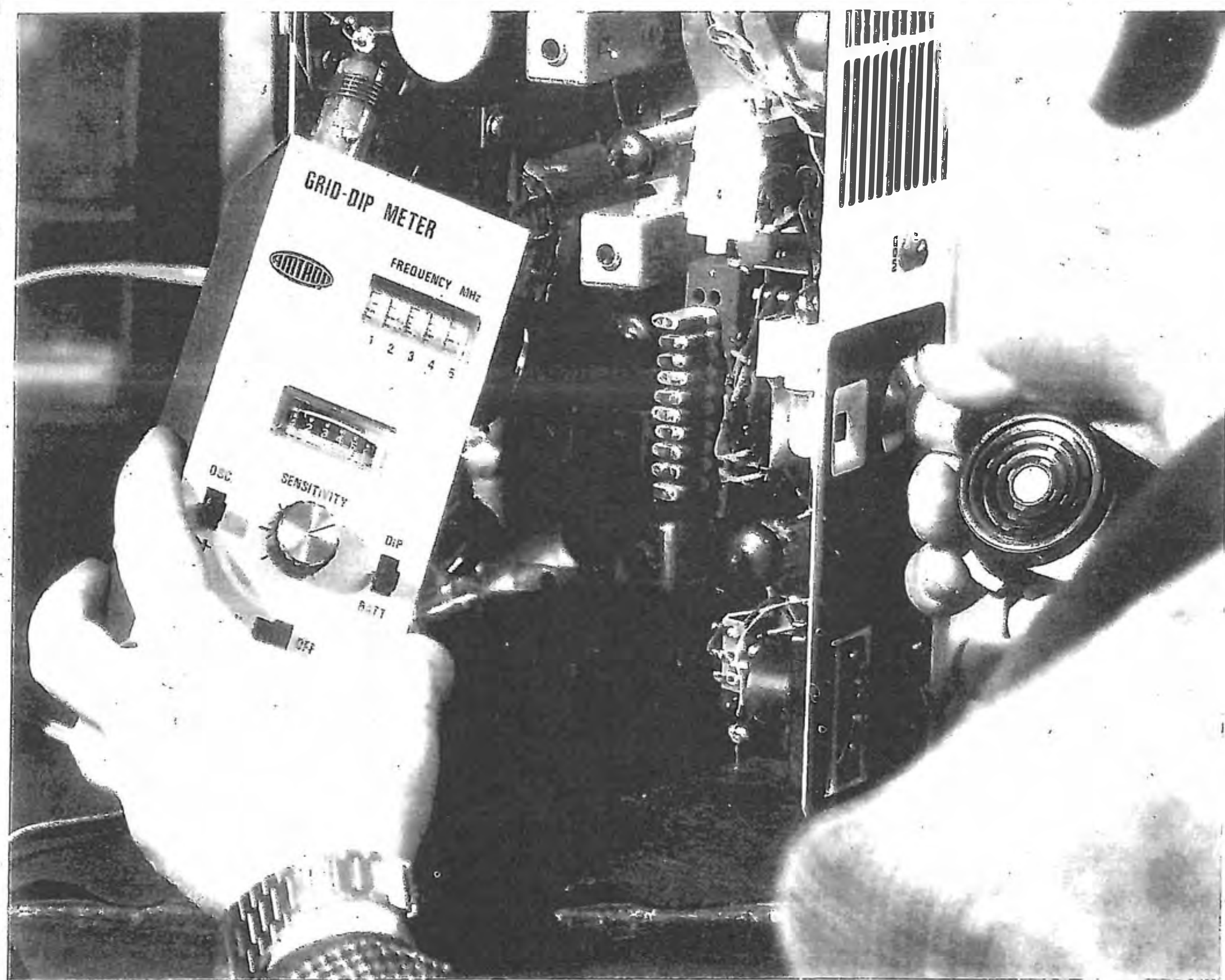
In altre parole, i numeri su esse riportati, possono essere intesi in ohm, kohm, Mohm, pF, µF, F, µH, mH o H indifferentemente, purché l'unità considerata sia la medesima su tutte le scale.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

11

Circuiti accordati



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. tariffa ridotta ed. — 70% - Lire 750

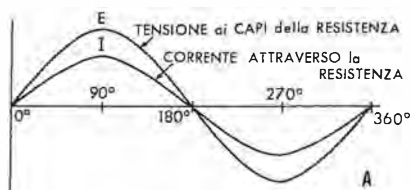
Circuiti con induttanza - capacità - resistenza

Circuiti e corrente alternata

Abbiamo sinora considerato come fenomeni a sè stanti le proprietà fondamentali dei circuiti induttivi, capacitivi e resistivi, ed abbiamo stabilito quanto segue:

1) La caduta di tensione ai capi di una **resistenza è in fase** con la corrente.
2) La caduta di tensione ai capi di una **induttanza è in anticipo** di 90° rispetto alla corrente.
3) La caduta di tensione ai capi di un **condensatore è in ritardo** di 90° rispetto alla corrente.

RESISTENZA



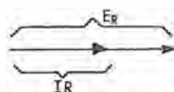
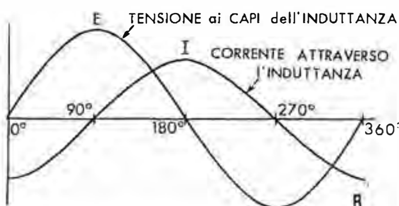
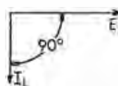


Fig. 1 P - Viene illustrato con curve e rappresentazione vettoriale l'andamento tra la caduta di tensione e la corrente ai capi di una resistenza. Come si vede, entrambe sono in fase (E_R ed I_R giacciano sulla stessa linea).

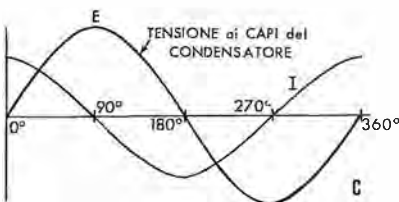
INDUTTANZA

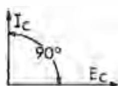




Se in luogo di una resistenza si pone una induttanza (teoricamente priva di resistenza), si osserva, ai suoi capi, una caduta di tensione in anticipo di 90° rispetto alla corrente (vedi E_L rispetto a I_L).

CAPACITÀ





Se al posto della resistenza si mette, invece, una capacità, la caduta di tensione al suoi capi è in ritardo di 90° rispetto alla corrente (vedi E_C rispetto ad I_C).

Queste tre relazioni sono rese evidenti dalle curve e dai grafici vettoriali nella **figura 1 P**.

In essi, i vettori indicano l'angolo di fase con la loro direzione, mentre la loro lunghezza dipende dai valori scelti per un dato circuito.

Così, se « I » è il valore efficace della corrente sia in « L » che in « C » che in « R », l'ampiezza delle rispettive cadute di tensione è data da:

$$E_R = IR$$
$$E_L = IX_L = I\,(2\pi fL)$$
$$E_C = IX_C = I\,(1 : 2\pi fC)$$

La corrente alternata che percorre un circuito varia tuttavia nel tempo. Anche la caduta di tensione ai capi dei diversi elementi varia nel tempo, ma la medesima variazione non è sempre presente in ciascuno di essi nel medesimo tempo.

Per questo motivo la seconda legge di Kirchhoff (allorché viene applicata ai circuiti a c.a.) deve essere intesa nel senso che, **in ogni istante**, la somma delle cadute di tensione presenti in un circuito chiuso è eguale alla somma degli aumenti di tensione, ossia alla tensione totale applicata.

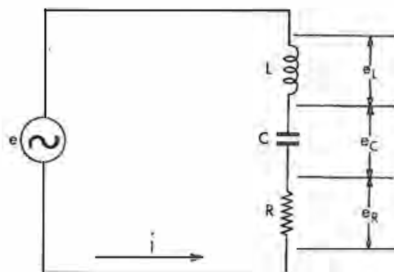


Fig. 2 P - Circuito con L-C-R in serie. I simboli rappresentano valori istantanei (per cui $e = e_R + e_L + e_C$) che non consentono l'applicazione della legge di Ohm valida per i circuiti in c.c. e tensioni massime, efficaci o medie.

Nella **figura 2 P** è illustrato un circuito in serie L-C-R.

I simboli « e », « e_R », « e_L » ed « e_C » rappresentano i valori **istantanei** della tensione.

Si ha quindi:

$$e = e_R + e_L + e_C$$

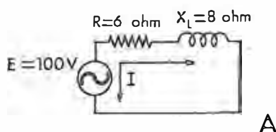
Questa relazione è vera in ogni istante dei periodi della corrente alternata.

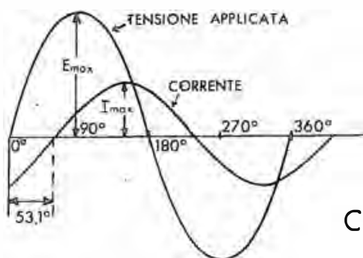
Una tensione istantanea non può però essere determinata mediante la legge di Ohm, la quale è valida unicamente per le tensioni massime, efficaci o medie.

Tuttavia è possibile determinare perfettamente una quantità di c.a. allorché sono noti i suoi valori « efficaci » e di fase rispetto ad alcuni valori standard.

Pertanto — come abbiamo già visto a suo tempo — il metodo dell'analisi vettoriale nella quale la fase viene rappresentata sotto forma

LR in SERIE





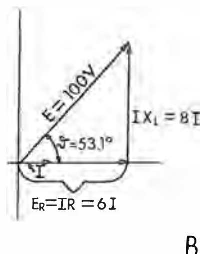


Fig. **3 P** - Circuito con R ed L in serie e relativa rappresentazione vettoriale e sinusoidale degli sfasamenti che si verificano tra corrente e tensione per i valori presi ad esempio.

di direzione, e l'ampiezza come valore efficace, può essere usato per sommare algebricamente sia tensioni che correnti sinusoidali.

Supponiamo, ad esempio, che un generatore a c.a. producente una tensione di 100 volt, con una frequenza di rete, sia collegato ad un circuito avente una resistenza di 6 ohm in serie ad una reattanza induttiva di 8 ohm, come è illustrato in **A** della **figura 3 P**.

Come abbiamo dimostrato precedentemente, a proposito dei circuiti L-R, la somma vettoriale delle cadute di tensione ai capi della resistenza e della induttanza deve essere eguale alla tensione applicata.

Dal momento che E_R è in fase con I, mentre E_L è in anticipo di 90° rispetto ad I, la loro somma vettoriale, pari a 100 volt, è l'ipotenusa del triangolo rettangolo (figura 3 P in **B**).

Si ha quindi, per il teorema di Pitagora:

$$E^2 = E_R^2 + E_L^2$$

Sostituendo in detta equazione i valori equivalenti:

$$(100)^2 = (IR)^2 + (IX_L)^2$$

ossia $(100)^2 = 36\ I^2 + 64\ I^2$

$(100)^2 = 100\ I^2$ da cui $I^2 = 100$ e quindi $I = 10$

E_R, vale a dire la caduta di tensione ai capi della resistenza, è data dal prodotto IR, che è 10 volte 6 = 60 volt.

E_L, caduta di tensione ai capi della induttanza. è data dal prodotto IX_L, corrispondente a 10 volte 8 = 80 volt.

La tangente dell'angolo di fase θ corrisponde a $E_L : E_R$, ossia $X_L : R = 8 : 6 = 1{,}33$.

Da una tabella delle funzioni trigonometriche corrispondenti alle frazioni decimali di un grado, si può rilevare che la tangente dell'angolo di fase θ = 1,33 corrisponde a 53°,1', per cui in quel circuito, tale è il ritardo della corrente rispetto alla tensione.

Il risultato è rappresentato graficamente sempre dalla figura 3 P, in **C**.

In maniera analoga è possibile determinare la corrente, la tensione e l'angolo di fase di un circuito in serie del tipo R-C.

La **figura 4 P** illustra in **A** un circuito costituito da una resistenza di 3 ohm e da una reattanza capacitiva di 4 ohm in serie ad una sorgente di energia che eroga una tensione di 300 volt (frequenza rete).

Come nel caso precedente, la somma vettoriale delle cadute di tensioni presenti ai capi della resistenza e della capacità equivale alla tensione totale.

Dal momento che E_R è in fase con I, mentre E_C è in ritardo di 90° su I, la loro somma vettoriale, pari a 300 volt, corrisponde alla ipotenusa del triangolo rettangolo (**B** della figura 4 P).

Si ha quindi:

$$E^2 = E_R^2 + E_C^2$$

nella quale, sostituendo i valori corrispondenti, si ottiene:

$$(300)^2 = (3 \times I)^2 + (4 \times I)^2 = 25\ I^2$$

Estraendo la radice quadrata di entrambi i membri dell'equazione, si ha 300 = 5 I, da cui

$$I = 300 : 5 = 60 \text{ ampère.}$$

E_R, ossia la caduta di tensione ai capi della resistenza, equivale al prodotto IR, ossia a 60 volte 3 = 180 volt.

E_C, ossia la caduta di tensione presente ai capi del condensatore, equivale a IX_C, ossia 60 volte 4 = 240 volt.

La tangente dell'angolo di fase Φ è:

$$E_C : E_R = X_C : R = 4 : 3 = 1{,}33.$$

Dalla tabella già citata constatiamo nuovamente che tale valore corrisponde a 53,1°. La corrente in questo circuito è in anticipo rispetto alla tensione applicata di 53,1°; il grafico **C** della figura 4 P illustra tale risultato.

CR in SERIE

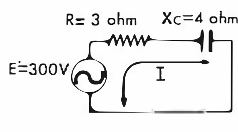
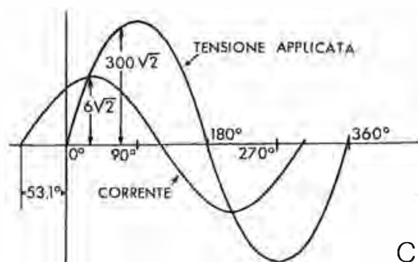
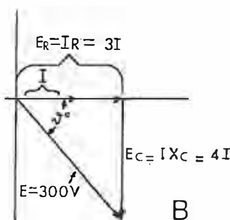


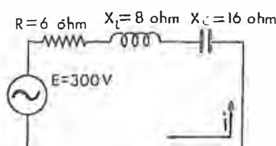
Fig. 4 P - Circuito con **R e C** in serie e relativa rappresentazione vettoriale e sinusoidale degli sfasamenti che si verificano tra corrente e tensione per i valori presi ad esempio.

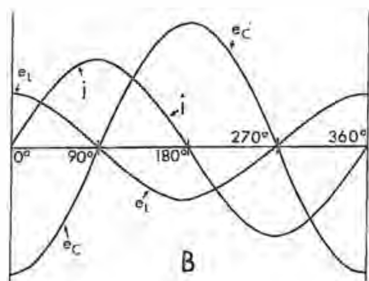




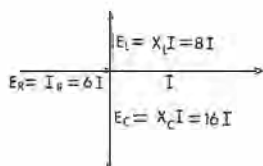
Circuiti con L-C-R in serie

Quando i tre elementi basilari di un circuito, ossia la resistenza, l'induttanza e la capacità, si trovano riuniti in un unico circuito, le cadute di tensione, la corrente e gli angoli di fase possono essere determinati combinando tra loro i metodi sopra descritti.





LCR in SERIE



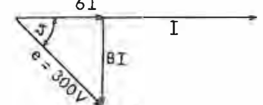


Fig. **5 P** - Circuito con L-C-R in serie e rappresentazione vettoriale e sinusoidale degli sfasamenti reciproci per i valori citati come esempio.

La **figura 5 P** rappresenta in **A** un circuito in serie L-C-R contenente una resistenza ohmica di 6 ohm, una reattanza induttiva di 8 ohm, ed una reattanza capacitiva di 16 ohm, collegate ai capi di una sorgente di tensione che eroga 300 volt c.a.

Le sezioni **B** e **C** della figura sono rispettivamente le rappresentazioni grafiche e vettoriali di tale circuito.

Poiché la corrente di un circuito in serie è eguale in tutti i suoi punti, I costituisce il vettore di riferimento.

Quindi E_R è in fase con I, E_L è in anticipo su I di 90°, ed E_C ritarda, sempre rispetto ad I, di 90°.

E_C ed E_L sono perciò sfasate di 180° tra loro e la loro somma vettoriale è semplicemente la loro differenza.

Così, dal momento che E_C è maggiore di E_L, la tensione reattiva risultante è $E_C - E_L$, ossia:

$$16\,I - 8\,I = 8\,I$$

La tensione reattiva risultante è in ritardo rispetto ad I di 90° poiché ha la medesima direzione di E_C, ossia del vettore maggiore.

La sezione **D** della figura è il diagramma vettoriale che ne deriva.

Dalla figura apprendiamo che:

$$E^2 = (IR)^2 + (IX)^2$$

Sostituendo i valori alle lettere, otteniamo:

$$(300)^2 = 36\,I^2 + 64\,I^2 = 100\,I^2$$

dalla quale, estraendo la radice quadrata si ha:

$$300 = 10 \times I, \text{ ossia } I = 300 : 10 = 30 \text{ A.}$$

La caduta di tensione ai capi della resistenza, E_R, corrisponde a IR, ossia 30 volte 6 = 180 volt.

La caduta di tensione ai capi dell'induttanza è $E_L = I X_L$ = 30 volte 8 = 240 volt, ed infine, la caduta di tensione ai capi del condensatore è $E_C = I X_C$ = 30 volte 16, ossia 480 volt.

Dal momento che la maggior reattanza capacitiva esclude completamente la reattanza induttiva, il circuito è capacitivo, per cui la corrente è in anticipo rispetto alla tensione, di un ammontare pari all'angolo di fase θ.

La tangente di θ è data da:

$$\frac{X_C - X_L}{R} = 8 : 6 = 1{,}33$$

ossia, come dalla citata tabella, l'angolo è eguale a 53°,1'.

Il circuito in serie L-C-R mette in rilievo i seguenti importanti punti:

1) La corrente che percorre un circuito L-C-R può essere in ritardo o in anticipo rispetto alla tensione, rispettivamente se è maggiore X_L o X_C.
2) Una caduta di tensione capacitiva in un circuito in serie si sottrae sempre direttamente dalla caduta di tensione induttiva.
3) La caduta di tensione presente ai capi di un elemento avente una reattanza, può avere un valore efficace maggiore di quello della tensione applicata.

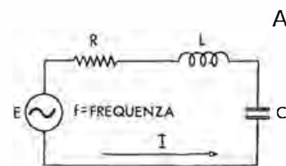
Come è detto in quest'ultimo punto ed illustrato nel circuito della figura 5 P, E_C ha un valore efficace di 480 volt, nonostante la tensione applicata sia di 300 volt.

Ciò non può assolutamente accadere in un circuito funzionante con c.c. in quanto le cadute di tensione si sommano aritmeticamente, per cui ogni singola caduta di tensione presente ai capi di uno dei componenti è sempre inferiore alla tensione totale. Il fatto che invece con la c.a. possa verificarsi il contrario è già stato spiegato sopra quando si disse che la legge di Kirchhoff può essere applicata soltanto a valori « istantanei » della tensione presente.

Analisi

Le varie relazioni sopra esposte possono ora essere generalizzate, ed è possibile calcolare la corrente, l'impedenza, le cadute di tensione e gli angoli di fase in qualsiasi circuito in serie del tipo L-C-R.

Fig. **6 P** - Circuito con elementi L-C-R connessi in serie tra loro, ai capi di una sorgente che eroga una tensione E. Nella pagina seguente è indicata una forma vettoriale, permettente di calcolare la corrente, l'impedenza, le cadute di tensione e gli angoli di fase.



La **figura 6 P** illustra in **A** un circuito in serie contenente una induttanza L, una capacità C ed una resistenza R.

Il circuito è collegato ai capi di una sorgente che eroga una tensione di ampiezza E e di frequenza f.

La sezione **B** della figura illustra l'imposta-

zione del diagramma vettoriale secondo le regole oramai note.

La caduta di tensione, IR, presente ai capi della resistenza è espressa in fase con la corrente, I.

La caduta di tensione presente ai capi dell'induttanza è rappresentata al di sopra dell'asse zero; quella presente ai capi della capacità si trova al di sotto.

La sezione **C** della figura illustra i vettori risultanti; ed il triangolo della tensione (avente E_R come base ed $E_L - E_C$ come altezza), è invece riportato nella sezione **D** della medesima figura

La tensione risultante, E — pari alla tensione totale applicata all'intero circuito — è l'ipotenusa, per cui si ha che:

$$E^2 = I^2 R^2 + I^2 + (X_L - X_C)^2 \quad \text{ossia}$$

$$E^2 = I^2 \left[R^2 + (X_L - X_C)^2\right]$$

la cui radice quadrata è:

$$E = I \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$\text{da cui } I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

Inoltre, dal momento che in un circuito a c.a. I è eguale a E : Z, si ha che Z, ossia l'impedenza totale del circuito L-C-R, corrisponde alla radice quadrata del quadrato della resistenza, più il quadrato della differenza delle reattanze, ossia:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}.$$

Dal triangolo della tensione apprendiamo che la corrente è in ritardo rispetto alla tensione dell'angolo θ, per cui, come abbiamo visto, si ha che:

$$\tan \theta = \frac{E_L - E_C}{E_R}$$

da cui, mediante la sostituzione e l'elisione:

$$\tan \theta = \frac{X_L - X_C}{R}$$

In modo analogo, il coseno di θ è eguale a $E_R : E$, ossia:

$$\cos \theta = \frac{R}{Z}, \text{ e quindi } Z = \frac{R}{\cos \theta}$$

Questi risultati possono essere trascritti sotto un'altra forma.

Poiché:

$$X_L = 2\pi fL \text{ ed } X_C = 1 : 2\pi fC,$$

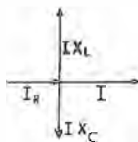
si ha che:

$$Z = R^2\sqrt{+ \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

In tutti i calcoli precedenti, i valori di E e di I rappresentano i valori efficaci di tensione e di corrente.

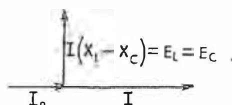
Dalle formule generali sopraenunciate si può vedere che, se la reattanza induttiva X_L, è maggiore della reattanza capacitiva X_C, la caduta di tensione induttiva è maggiore di quella capacitiva, e la somma algebrica è una caduta di tensione induttiva; vale a dire la tensione è in anticipo di 90° rispetto alla corrente.

B



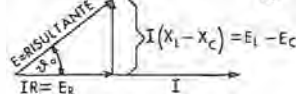
Impostazione vettoriale - degli elementi nel circuito LCR in serie.

C



Vettori conseguenti ai valori di L, di C e di R presi ad esempio.

D



La tensione risultante **è** E e si ricava semplicemente, prendendo come base E_R, come altezza la differenza $E_L - E_C$, unendo gli estremi per creare un triangolo; la linea risultante E **è** la sua ipotenusa.

Se la reattanza capacitiva è maggiore di quella induttiva avviene il contrario, ossia la somma algebrica è capacitiva; da ciò deriva che la corrente è in anticipo di 90° rispetto alla tensione.

Per ultimo, se la reattanza induttiva equivale a quella capacitiva, la somma algebrica è zero, e si verifica un fenomeno interessante detto **risonanza.**

In questo caso le cadute di tensione induttiva e capacitiva sono di eguale ampiezza e reciprocamente sfasate di 180°; conseguentemente la loro somma vettoriale è zero.

In pratica, ciò significa che in ogni istante la caduta della tensione e_C presente ai capi della della capacità, sommata alla caduta presente ai capi dell'induttanza dà per risultato zero, il che espresso come equazione è:

$$e_C + e_L = 0 \text{ ossia } e_C = -e_L$$

Questi risultati sono espressi graficamente alla **figura 7 P.**

Si dice che un circuito in serie L-C-R è risonante quando $X_L = X_C$.

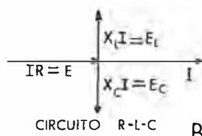
Inoltre, dal momento che non esiste alcuna tensione reattiva, l'impedenza del circuito equivale alla resistenza alla c.c. del circuito stesso, e la corrente è limitata soltanto da quest'ultima.

L'angolo di fase θ ha una tangente pari a zero, ed un coseno pari a 1, per cui θ = 0°, il che significa che la corrente che scorre nel circuito è in fase con la tensione applicata.

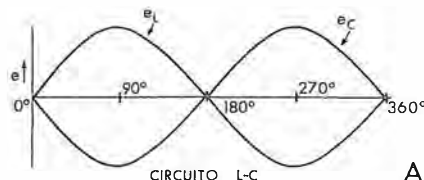
La figura citata illustra in **B** l'espressione vettoriale di quanto abbiamo affermato.

È importante notare tuttavia che, sebbene la somma vettoriale delle tensioni reattive sia zero, la tensione presente ai capi di ogni singolo elemento sarà notevolmente alta, in quanto la caduta di tensione presente ai capi di ognuno di essi è determinata dalla relativa reattanza e dalla corrente che lo percorre.

RISONANZA



B



A

Fig. **7 P** - Caso classico di eguaglianza tra reattanza induttiva e reattanza capacitiva (**risonanza**): la somma vettoriale **è** zero. Sopra, l'espressione vettoriale relativa, prendendo in considerazione anche R.

La corrente che passa in un circuito risonante è massima in quanto è limitata soltanto dal fattore R, per cui le cadute di tensione presenti ai capi degli elementi reattivi hanno anch'esse il valore massimo, e possono essere molto superiori alla tensione applicata.

Un circuito in serie del tipo L-C-R può, nei confronti della sorgente di alimentazione alla quale è collegato, comportarsi come uno dei seguenti tipi:

1) Un circuito RL ($X_L > X_C$); la reattanza induttiva è maggiore di quella capacitiva.

2) Un circuito RC ($X_C > X_L$); la reattanza capacitiva è maggiore di quella induttiva.

3) Un circuito R ($X_L = X_C$); le due reattanze sono eguali.

La frequenza di risonanza di un circuito L-C-R può essere determinata in base alle reattanze individuali, in quanto entrambe dipendono dalla frequenza.

Sappiamo che la reattanza induttiva è pari a $2\pi fL$, mentre quella capacitiva è pari a $1 : 2\pi fC$.

Ne consegue che, dal momento che alla frequenza di risonanza $X_L = X_C$, si ha:

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

da cui, risolvendo rispetto a f:

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC} \quad \text{ossia} \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Questa è la frequenza alla quale si verifica la risonanza di un circuito in serie del tipo L-C-R.

Dalla formula si può vedere che — indipendentemente dai valori di L e di C — il circuito avrà sempre « una sua frequenza » di risonanza.

Così si può dedurre che se la sorgente di frequenza è fissa, è possibile fare in modo che il circuito risuoni a quel dato valore corrispondente.

Circuiti con L-C in parallelo

Nello studio della teoria relativa alla induttanza ed alla capacità, abbiamo visto che i circuiti in parallelo del tipo L-R e C-R differiscono dai rispettivi circuiti in serie in quanto la tensione applicata è sempre la medesima; le correnti sono reciprocamente sfasate di 90°, e la corrente di linea risultante è in ritardo (L-R) o in anticipo (C-R) rispetto alla tensione, di un angolo inferiore a 90°.

Inoltre, abbiamo visto che la corrente di linea è maggiore di quella che scorre in ognuno dei rami paralleli, e che di conseguenza l'impedenza totale è inferiore a quelle individuali dei singoli componenti.

A differenza di quanto avviene in un circuito reattivo in serie, un aumento della resistenza in un circuito in parallelo diminuisce la corrente nel ramo corrispondente, ed aumenta la efficacia dell'induttanza o della capacità, il che rende il circuito maggiormente reattivo man mano che l'angolo di sfasamento θ si avvicina ai 90°.

La condizione limite in questo caso sarebbe

LC in PARALLELO

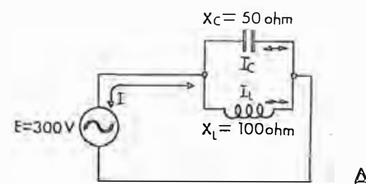


Fig. 8 P - Circuito con elementi L-C in pàrallelo connessi ai capi di una sorgente che eroga una tensione E. Non è preso in considerazione alcun elemento resistivo.

costituita da una resistenza di valore ohmico infinito; il ramo corrispondente potrebbe essere considerato allora praticamente aperto e la corrente e la tensione presenti ai capi dell'elemento reattivo risulterebbero sfasate di 90°.

La diminuzione del valore resistivo in un circuito in parallelo provoca invece un aumento di corrente nel ramo corrispondente, e diminuisce il rendimento effettivo della capacità o dell'induttanza, il che rende il circuito stesso sempre più resistivo, man mano che θ si approssima a zero.

In questo caso la condizione limite sarebbe costituita da una resistenza di valore ohmico pari a zero, tale cioè da cortocircuitare addirittura l'elemento reattivo, e la tensione e la corrente risulterebbero in fase.

Se uniamo i circuiti in parallelo L-R e C-R in un unico circuito L-C-R, si verificano tra detti elementi nuove relazioni, complicate dallo speciale comportamento di L e di C alla frequenza di risonanza.

Pertanto, ignorando per il momento l'effetto della resistenza nel circuito stesso, possiamo considerare esclusivamente le caratteristiche del circuito L-C.

La **figura 8 P** illustra lo schema elementare di un circuito di tale tipo: in esso è presente una reattanza induttiva di 100 ohm, una reattanza capacitiva di 50 ohm e, ai capi delle stesse, è applicata una tensione di 300 volt.

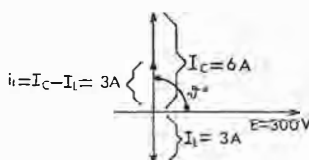
La rappresentazione grafica delle correnti è data dalla **figura 9 P**.

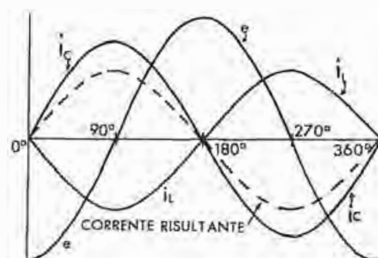
Si noterà che dal momento che la tensione applicata è sempre la medesima, essa può essere utilizzata come valore di riferimento.

La corrente che percorre l'induttanza è perciò rappresentata in ritardo di 90° rispetto alla tensione, e quella che percorre il condensatore è rappresentata invece in anticipo di 90°; ne consegue che le due correnti sono reciprocamente sfasate di 180°.

La corrente che percorre l'induttanza è data da $I_L = E : X_L = 300 : 100 = 3$ ampère, e quella

Fig. 9 P - I valori citati per lo schema della figura precedente sono riportati sulla rappresentazione vettoriale; le sinusoidi mostrano lo sfasamento di 180° tra le due correnti (90° per effetto di L + 90° per effetto di C). La corrente risultante (tratteggio) è in anticipo perché per i valori scelti prevale l'effetto capacitivo.





che percorre il condensatore è data da $I_C = E : X_C = 300 : 50 = 6$ ampère.

Dal momento che dette correnti sono sfasate di 180° esse possono essere sommate algebricamente al fine di ottenere il valore effettivo della corrente di linea, ossia $I_T = I_C - I_L = 3$ ampère.

La corrente totale ammonta dunque a 3 ampère, ed è rappresentata dalla linea tratteggiata nella rappresentazione sinusoidale della figura 9 P.

Essa è in « anticipo » di 90° rispetto alla tensione applicata, per cui il circuito si comporta nei confronti della sorgente di tensione come un circuito capacitivo in quanto l'effetto della reattanza induttiva è completamente annullato dalla maggiore reattanza capacitiva; ciò è illustrato dal diagramma vettoriale della figura 9 P.

L'impedenza totale di questo tipo di circuito in parallelo è di particolare interesse.

Infatti, in tutte le analisi precedenti, si è constatato che l'impedenza totale di qualsiasi circuito in parallelo — sia agli effetti della c.c. che della c.a. — è sempre inferiore a quella di ogni singolo componente. Ma, nel nostro caso, si ha che

$$Z_T = E_T : I_T = 300 : 3 = 100 \text{ ohm.}$$

Un valore di impedenza totale di 100 ohm per questo circuito è superiore ad X_C (50 ohm), e, in questo caso, pari ad X_L (100 ohm).

Tale risultato avrebbe potuto essere raggiunto anche mediante la formula nota per determinare l'impedenza di un circuito in parallelo, ossia:

$$Z_T = \frac{X_L \times X_C}{X_L + X_C}$$

nella quale, sostituendo i valori, avremmo avuto:

$$Z_T = \frac{100 \times (-50)}{100 + (-50)}$$

Dal momento però che X_L ed X_C sono anche reciprocamente sfasate di 180°, i loro valori possono essere sommati algebricamente.

Il segno — (meno) sta ad indicare la reattanza capacitiva, convenzionalmente considerata di segno contrario alla reattanza induttiva.

Pertanto $Z_T = -100$ ohm.

Dalla formula $Z_T = \frac{X_L \times X_C}{X_L + X_C}$ è interessante ed importante constatare che, alla frequenza di risonanza (quella cioè per la quale $X_L = X_C$), il denominatore della frazione è eguale a zero, per cui l'impedenza totale assume un valore tendente all'infinito.

Naturalmente, tanto L quanto C non possono mai offrire, in pratica, una pura reattanza al circuito, per cui si può dire che, alla frequenza di risonanza, un circuito del tipo L-C in parallelo offre « la massima impedenza » nei confronti della tensione applicata, mentre la corrente di linea assume un valore « minimo ».

Al di qua e al di là di tale frequenza, l'impedenza totale diminuisce rapidamente dal suo massimo mentre la corrente aumenta con la medesima rapidità.

Un ulteriore esame della formula rivela che, nel punto in cui una delle reattanze è il doppio dell'altra (vedere l'esempio di cui sopra), l'impedenza totale del circuito equivale a quella delle due che ha il valore più alto.

Man mano che aumenta la differenza tra i due valori, l'impedenza totale tende a raggiungere un valore compreso tra X_L ed X_C, sempre maggiore del più piccolo e minore del più grande.

Circuiti con L-C-R in parallelo

Ora ci è possibile vedere il circuito in parallelo L-C-R come un circuito in parallelo essenzialmente L-C (soggetto alla reciproca azione di L e di C) al quale sia stato aggiunto un valore di R, ossia di resistenza ohmica pura.

La **figura 10 P** illustra un esempio.

In corrispondenza di qualsiasi punto di non risonanza (cioè X_L e X_C con valori diversi), le correnti presenti in L ed in C saranno diverse e sfasate di 180°.

La corrente totale, come abbiamo già visto, sarà perciò prevalentemente induttiva o capacitiva a seconda di quale dei due componenti si oppone meno alla tensione applicata.

Nei confronti del generatore, il circuito risulterà perciò o una induttanza o una capacità collegata in parallelo ad una resistenza (R).

La corrente di linea risultante sarà quindi la somma vettoriale della corrente reattiva e di quella resistiva, come se il circuito comprendesse una singola reattanza ed una resistenza.

Ad esempio, il circuito della figura 10 P illustra il caso di una tensione di ingresso di

LCR in PARALLELO

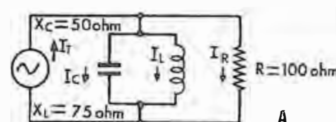
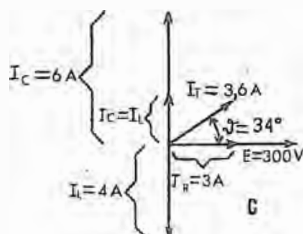


Fig. **10 P** - Circuito con elementi L-C in parallelo connessi ai capi di una sorgente di tensione. Si considera anche la presenza di un elemento resistivo, R.



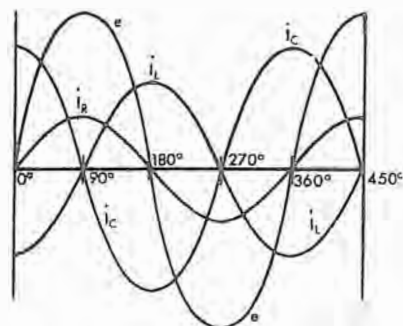


Fig. **11 P** - Le correnti nel circuito della figura precedente (considerando costante la tensione E) viste con la loro posizione vettoriale e con quella delle sinusoidi. Per i valori scelti nell'esempio si ha una prevalenza della corrente reattiva I_C su I_L e su I_R. La corrente resistiva è in fase con la tensione, quelle reattive sono sfasate, ciascuna di **90°** in senso opposto, rispetto ad essa.

300 volt, di una reattanza induttiva di 75 ohm, di una reattanza capacitiva di 50 ohm, e di una resistenza di 100 ohm.

La **figura 11 P** illustra graficamente le correnti del circuito.

Non è difficile notare che le correnti reattive sono reciprocamente sfasate di 180° e che tale sfasamento ammonta a 90° nei confronti della corrente resistiva, la quale è in fase con la tensione applicata.

Perciò si ha che

$I_L = 300 : 75 = 4$ ampère;
$I_C = 300 : 50 = 6$ ampère
ed $I_R = 300 : 100 = 3$ ampère.

La corrente totale reattiva, I_X, corrisponde quindi a 2 A (ossia $I_C - I_L$).

Come risulta ancora dalla figura 11 P, la corrente totale di linea è pari alla somma vettoriale della corrente reattiva (capacitiva) e di quella resistiva, ossia:

$$I_T = \sqrt{I_X^2 + I_R^2} = \sqrt{13} = 3{,}6 \text{ ampère.}$$

Dal che si deduce che l'impedenza totale del circuito (Z_T) è pari a $E : I_T = 300 : 3{,}6 = 83$ ohm.

Il coseno dell'angolo di fase θ che rappresenta il ritardo della corrente di linea rispetto alla tensione applicata è pari a $Z : R = 83 : 100 = 0{,}83$, per cui, dalle tabelle, si ricava che lo sfasamento totale ammonta a 34°.

Nel punto di risonanza, le due correnti reattive si annullano a vicenda, lasciando la corrente di linea costituita dalla sola corrente resistiva perciò si ha:

$I_C - I_L = 0$; $I_T = I_R$; $I_T = E : R$; $Z_T = R$;
$\cos\theta = Z : R = 1$ ed infine $\theta = 0°$

La corrente e la tensione di linea sono effettivamente in fase ai capi della resistenza.

Nuovamente si deve notare che una resistenza collegata in parallelo ad un circuito L-C tende ad annullare l'effetto della componente reattiva L-R e C-R.

Alla frequenza di risonanza, l'impedenza totale del circuito è pari al valore ohmico, per cui vengono annullate le caratteristiche essenziali del circuito risonante in parallelo, che si risolvono nella massima impedenza opposta alla tensione e quindi alla corrente di linea.

Potenza in alternata

Trattando precedentemente dell'induttanza e della capacità abbiamo già esposto alcune considerazioni a proposito della potenza nei circuiti contenenti appunto elementi induttivi e capacitivi rispettivamente .

Riassumiamo ora, ed integriamo, tali considerazioni da un punto di vista più generale con lo scopo di presentare al lettore un quadro completo ed organico dei fenomeni e delle leggi che regolano il comportamento energetico dei circuiti resistivi e reattivi percorsi dalla corrente alternata.

Nell'analisi dei circuiti a c.c. l'ammontare della potenza assorbita da una resistenza, ovvero dalla resistenza di un circuito, può essere facilmente determinato mediante la legge di Joule, secondo la quale $P = I^2 R$, in cui P = potenza assorbita in watt, I = corrente totale in ampère ed R = resistenza totale in ohm.

Dal momento che la caduta di tensione presente ai capi di una resistenza R è pari ad IR, la formula suddetta può essere trascritta come segue: $P = IR \times I$ e cioè $= I^2 R$.

Questa espressione per determinare la potenza nei circuiti a c.c. è di uso generale, e può essere applicata a qualsiasi circuito passivo (ossia che non contiene sorgenti interne di energia).

Un esempio è illustrato alla **figura 12 P**. La potenza assorbita è eguale al prodotto tra la tensione applicata e la corrente di linea, ossia P = EI.

Nei confronti invece dei circuiti a c.a., la determinazione della potenza assorbita implica un processo di calcolo più complesso.

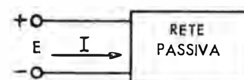
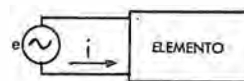


Fig. **12 P** - Con un carico passivo e corrente continua, la potenza **è** eguale a $I^2 \times R$.



Se si tratta invece di corrente alternata, dato che tensione e corrente variano nel tempo, bisogna prendere in considerazione anche quest'ultimo.

Poiché tanto la tensione quanto la corrente variano continuamente, il prodotto **e** per **i** (tensione e corrente istantanea) è anche una funzione del tempo, e definisce la potenza istantanea **p**.

Tuttavia, in generale, tali due quantità sono sfasate di un certo angolo θ, come abbiamo già visto; la **figura 13 P** è quella di un grafico che rappresenta la corrente, la tensione, e la potenza istantanee in un circuito avente un angolo di sfasamento pari a 0°.

Tale grafico rivela diverse importanti caratteristiche della potenza istantanea:

1) Il grafico della potenza varia con una frequenza doppia di quella della tensione, ossia compie due cicli interi durante un solo ciclo di tensione e di corrente.

2) La curva della potenza ha alternanze positive e negative.

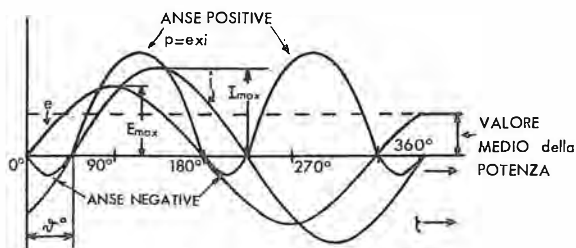
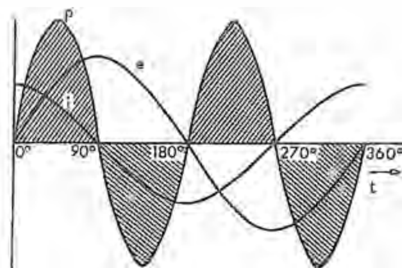


Fig. **13 P** - Curve della corrente, della tensione e della potenza istantanea in un circuito in cui lo sfasamento fra detti fattori **è** zero. Si noti che oltre alla tensione ed alla corrente anche la potenza diventa negativa (restituzione di energia).



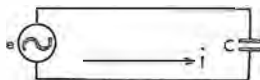
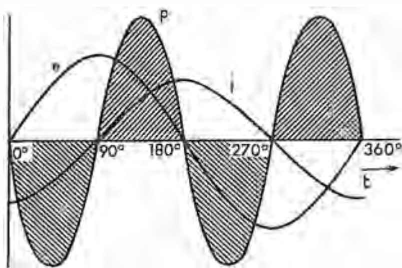


Fig. 14 P - Andamento della tensione, della corrente e della potenza In un circuito puramente capacitivo.

Perciò, durante una parte del periodo, **p** è negativa, il che va inteso nel senso che l'energia viene restituita al generatore in tale frazione di tempo.

Tale caratteristica è di notevole importanza in quanto dimostra che, in un circuito a c.a. l'energia passa dalla sorgente al circuito durante una parte del ciclo, e viceversa, per cui, se la potenza resa è pari a quella assorbita, il consumo è zero.



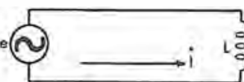
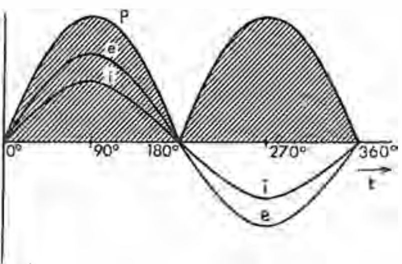


Fig. 14 P - Andamento della tensione, della corrente e della potenza in un circuito puramente induttivo.

L'area che si trova al di sotto delle anse positive della curva della potenza, rappresenta l'energia fornita al carico, e quella sottostante alle anse negative rappresenta l'energia resa da questo alla sorgente. È quanto abbiamo già visto occupandoci dell'induttanza e della capacità.

In considerazione di ciò, è possibile enunciare le seguenti caratteristiche generali:



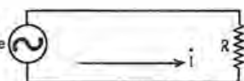


Fig. 14 P - Andamento della tensione, della corrente e della potenza in un circuito puramente resistivo.

1) Se in un ciclo (360°) l'area sottostante alle anse positive della curva di **p** è maggiore di quella sottostante alle anse negative, l'energia fornita dal generatore al carico è positiva, ossia si ha un consumo di energia.

2) Se dette due aree sono eguali, l'energia consumata è zero.

3) Se si ha il caso opposto a quello del N. 1, l'energia viene praticamente erogata dal carico e consumata o assorbita dalla sorgente.

Da ciò possiamo dedurre che:

1) Se l'energia trasmessa dal generatore al carico è positiva, il circuito ha una componente resistiva, in quanto in essa l'energia viene dissipata sotto forma di calore, e non può quindi essere restituita alla sorgente.

2) Se detta energia ammonta a zero, ciò significa che il circuito contiene elementi reattivi puri nei quali non viene dissipata alcuna potenza.

3) Se l'energia viene trasmessa dal carico al generatore, il circuito contiene un suo proprio generatore, il quale eroga una potenza superiore a quella disponibile ai capi della sorgente, per cui questa ne assorbe.

La **figura 14 P** illustra quanto detto sopra mediante i grafici separati della tensione, della corrente e della potenza per i tre tipi di circuiti a c.a., ossia capacitivo, induttivo e resistivo.

In **A** ed in **B** l'area sottostante alle anse positive è eguale a quella sottostante alle anse negative.

Il condensatore presente nello schema della sezione A si carica durante il primo quarto di periodo e si scarica nel generatore nel quarto successivo; ciò si ripete durante ogni semiperiodo della tensione erogata dal generatore.

La sezione B illustra la medesima azione per una induttanza pura, mentre la sezione **C** dimostra che, nel caso della resistenza pura, le anse della potenza sono sempre positive, ossia la resistenza assorbe l'energia completamente, senza mai restituirne al generatore.

Il comportamento dei componenti reattivi nel circuito di cui sopra non deve sorprendere in quanto — come abbiamo fatto rilevare precedentemente — sia la capacità che l'induttanza sono in grado di immagazzinare energia senza perdite.

Ad esempio, l'energia impiegata per caricare un condensatore può essere interamente ricuperata facendo in modo che esso si scarichi attraverso una resistenza; l'energia elettrostatica di un condensatore viene così convertita in energia calorifica.

Così, l'energia spesa per sviluppare un campo magnetico intorno ad una bobina può essere a sua volta ricuperata permettendo alla corrente indotta nella stessa, al successivo collasso di detto campo magnetico, di scaricarsi attraverso una resistenza.

La **figura 15 P** illustra come si può ottenere la scarica di un elemento reattivo.

In **A** il condensatore C è inizialmente carico; allorché l'interruttore viene chiuso, si scarica attraverso la resistenza R.

In **B**, la corrente iniziale che scorre in L vi accumula dell'energia creando intorno ad essa un campo magnetico; non appena l'interruttore viene chiuso, l'energia accumulata nel campo induce una tensione nell'induttanza e, di conseguenza, provoca una corrente attraverso L la quale si dissipa in R e viene messa in evidenza sotto forma di calore.

La resistenza limitatrice Ro è inserita nel circuito allo scopo di evitare che la batteria venga cortocircuitata quando l'interruttore è chiuso.

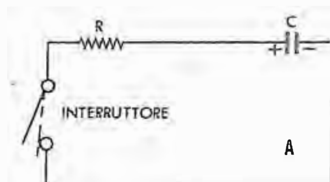
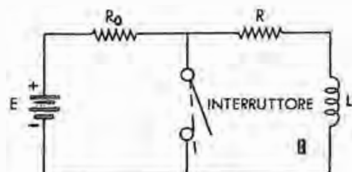


Fig. **15 P** - L'energia accumulata da un condensatore (C) può essere restituita, anche lentamente, scaricandolo (chiusura dell'interruttore) su di una resistenza (R); è trasformata in calore.



L'energia accumulata da un'induttanza (LJ, chiudendo l'interruttore va a scaricarsi su R; è trasformata in calore.

Dalle analisi fatte fino ad ora sulla potenza istantanea, si può dedurre che, in ogni circuito a c.a. contenente elementi reattivi, l'unica potenza effettivamente dissipata è quella assorbita dalla resistenza del circuito.

Un circuito reattivo tuttavia, « sembra » consumare una grande quantità di potenza, come si può immaginare dalla superficie delle anse positive della figura 14 P.

È quindi importante osservare che, sebbene il generatore riceva in restituzione una parte di energia « dal » carico, esso deve, tuttavia, fornirgliene in grande quantità.

Questa potenza che il generatore deve fornire (indipendentemente dalla restituzione) è detta **potenza apparente**; come in ogni circuito a c.a. è data dal prodotto dei valori efficaci di tensione e di corrente.

Si ha quindi:

$$P \text{ (potenza apparente)} = EI$$

oppure, sostituendo $\frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$ ad E, ed $\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ ad I,

si ha

$$P \text{ (potenza apparente)} = \frac{E_{max}\, I_{max}}{2}$$

La potenza apparente si distingue dalla potenza effettiva consumata dal carico, che prende nome di **potenza media** o « reale » e corrisponde alla energia assorbita dalla resistenza del circuito.

Essa viene inoltre definita come la potenza assorbita da un circuito in un ciclo della tensione di alimentazione.

Un esame del grafico della potenza rivela che tale concetto può essere espresso mediante la formula:

$$P \text{ (pot. media)} = \frac{\text{(area anse pos.)} - \text{(area anse neg.)}}{\text{lunghezza di un ciclo in radianti}}$$

Tuttavia, la differenza tra dette aree corrisponde alla differenza tra la potenza fornita al carico e la potenza da questo restituita, ossia alla potenza assorbita dalla resistenza del circuito. Questo è il motivo per il quale la legge di Joule esprime la potenza effettiva consumata in qualsiasi circuito, sia a c.c. che a c.a.

Così, come abbiamo detto, P (potenza media) = I^2 R.

In un circuito reattivo però la corrente presente nel circuito è equivalente a E : Z, per cui:

$$P = \frac{E}{Z} \times I \times R$$

e, trascrivendo in altro modo:

$$P = EI \times \frac{R}{Z}$$

Il rapporto R : Z è, come risulta dall'analisi dei circuiti L-C-R, il coseno dell'angolo di fase θ, ossia dell'angolo presente tra la corrente e la tensione.

Pertanto, la potenza media è data dal prodotto tra EI ed il coseno di θ, ossia:

$$P = EI \cos \theta,$$

nella quale E = valore efficace della tensione, I = valore efficace della corrente, θ = angolo di fase tra tensione e corrente, e P = potenza media assorbita.

Le seguenti, sono le varie formule derivate per la potenza « apparente »:

$P = EI;$ $P = I^2 Z;$ $P = E^2 : Z$

mentre quelle relative alla potenza « media » sono:

$P = EI \cos \theta;$ $P = I^2 R$

Un accurato esame della formula relativa alla potenza media, rivela che se l'angolo di fase θ è di 90°, il suo coseno è zero e la potenza effettivamente assorbita è zero.

Perciò, un angolo di fase di 90° significa che il circuito è esclusivamente reattivo e restituisce tanta potenza quanta ne riceve.

Se detto angolo è di 0°, il coseno è 1, ed il circuito è quindi esclusivamente resistivo, in quanto assorbe tutta la potenza fornita dal generatore.

Il fattore cos θ varia quindi da zero a 1 mentre l'angolo di fase varia da 90° a 0°.

Negli esempi che seguono, l'influenza dell'angolo di fase sulla potenza è illustrata dai tre circuiti della **figura 16 P**, a ciascuno dei quali è applicata una tensione alternata di 300 volt.

1) Il circuito della sezione **A** comprende una reattanza induttiva di 100 ohm ed una reattanza capacitiva di 200 ohm.

Dal momento che tali reattanze sono opposte, la reattanza effettiva risultante ammonta a 100 ohm ed è capacitiva, e la corrente che scorre nel circuito è di 3 ampère.

La potenza apparente è pari a:

$$P = EI = 300 \times 3 = 900 \text{ watt}$$

L'angolo di fase di questo circuito capacitivo è di 90°, e la corrente è in anticipo rispetto alla tensione.

La potenza media è:

P=EI cos θ=300×3×cos 90°=900×0=0 watt

Ne consegue che non si ha dissipazione di potenza nel circuito, pur dovendo il generatore fornire 900 watt che però vengono integralmente resi.

2) Il circuito della sezione **B** comprende una resistenza pura di 100 ohm, collegata ai capi del generatore.

La corrente è ancora di 3 A, e, dal momento che la tensione e la corrente sono in fase, l'angolo di fase è 0°.

La potenza apparente è:

$$P = EI = 300 \times 3 = 900 \text{ watt.}$$

mentre la potenza media è:

P=EI cos θ=300×3×cos 0°=900×1=900 watt

Quindi, in questo caso la potenza apparente e quella effettiva sono eguali.

3) Il circuito della sezione **C** è costituito da una reattanza induttiva di 300 ohm, da una reattanza capacitiva di 100 ohm, e da una resistenza pura di 100 ohm.

L'impedenza è data da:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{(100)^2 + (200)^2} =$$
$$= \sqrt{50\,000} = 224 \text{ ohm}$$

La corrente che scorre nel circuito è:

$$I = E : Z = 300 : 224 = 1{,}34 \text{ ampère}$$

L'angolo di fase di questo circuito eminentemente induttivo può essere determinato mediante il suo coseno, ossia:

$$\cos \theta = A : Z = 100 : 224 = 0{,}446$$

La potenza media dissipata dal circuito è pari a:

Dalle tabelle ricaviamo che: θ = 63,4°.

$$P = EI \cos \theta = 300 \times 1{,}34 \times 0{,}446 = 179 \text{ watt}$$

La potenza apparente è:

$$P = EI = 300 \times 1{,}34 = 401 \text{ watt.}$$

Il circuito consuma 179 watt, ma il generatore deve essere in grado di fornirne 401, di cui 222 vengono restituiti dagli elementi reattivi.

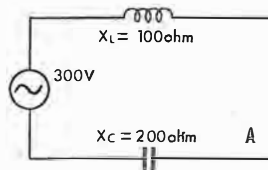


Fig. **16 P** - In questo circuito (con X_C ed X_L, nei valori indicati) la potenza apparente risulta di **900** watt e quella media di **0** watt. I **900** watt del generatore sono perciò integralmente resi.

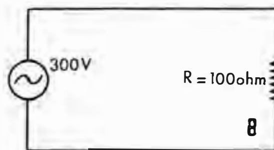


Fig. **16 P** - In questo circuito (sola R, nel valore indicato) la potenza apparente **è** di **900** watt e quella media **è** pure di **900** watt. La potenza del generatore è integralmente assorbita.

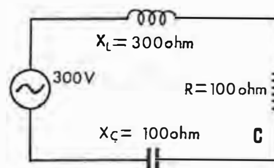


Fig. **16 P** - In questo circuito (con X_C, X_L ed R, nei valori indicati) la potenza apparente **è** di **401** watt e quella media di **179** watt. Gli elementi reattivi restituiscono pertanto **222** watt.

Potenza media

In un circuito reattivo a corrente alternata, la potenza apparente e la potenza media hanno grande importanza dal punto di vista del rendimento e, nei circuiti considerati precedentemente, si può notare che la differenza fra detti due valori è definita dalla presenza del fattore cos θ, per cui quest'ultimo determina la percentuale della potenza apparente effettivamente consumata.

Tale fattore quindi, in cui sappiamo che l'angolo θ è l'angolo di fase fra la corrente e la tensione e — per estensione di concetto — un elemento di valutazione della reattanza presente nel circuito, è definito, come abbiamo già visto trattando di questo argomento nel caso specifico dell'induttanza e della capacità, **fattore di potenza**, ossia:

$$FP \text{ (fattore di potenza)} = \cos \theta$$

Il concetto del fattore di potenza può essere compreso da un altro punto di vista: dal momento che il coseno di θ è eguale al rapporto R/Z, sia il numeratore che il denominatore di tale espressione può essere moltiplicato per I^2, per cui si ha che:

$$\cos \theta = \frac{I^2 R}{I^2 Z} = \frac{I^2 R}{EI}$$

Ora, poiché $I^2 R$ equivale alla potenza effettiva (o reale) la potenza apparente sarà pari a $I^2 Z$ oppure a EI, e quindi il fattore di potenza non è altro che il rapporto tra la potenza reale e la potenza apparente ed è esattamente la frazione decimale compresa tra 0 e 1 che rappresenta l'ammontare di potenza effettivamente dissipata in confronto a quella che circola nel circuito.

Si ha quindi, come abbiamo già avuto occasione di dire a proposito delle considerazioni di potenza nei circuiti contenenti induttanze, che il fattore di potenza equivale al rapporto $P_{media}/P_{apparente}$.

È importante constatare che un fattore di potenza prossimo all'unità è generalmente desiderabile per tutti i circuiti percorsi da corrente alternata nei quali è in gioco una certa potenza, mentre un basso valore di FP significa che esiste una notevole discordanza tra le correnti e le tensioni del circuito e la piccola percentuale di I e di E necessaria per il carico.

La sorgente di energia e gli elementi del circuito devono quindi avere caratteristiche tali da essere in grado l'una di produrre e gli altri di sopportare i valori più alti: man mano che il fattore di potenza si approssima all'unità, sia la sorgente di energia che gli elementi del circuito devono essere soltanto leggermente maggiori dei loro valori utili: in altre parole, nel circuito C della figura 16 P, il fattore di potenza è dato da:

$$FP = \frac{P \text{ med.}}{P \text{ app.}} = \frac{179}{401} = 0{,}446 = \cos \theta$$

Come sappiamo, la corrente che percorre i vari elementi ammonta a 1,34 ampère, la tensione presente ai capi della induttanza E_L è eguale a IX_L, e la tensione ai capi del condensatore corrisponde ad IX_C, per cui:

$$E_L = 1{,}34 \times 300 = 401 \text{ volt}$$
$$E_C = 1{,}34 \times 100 = 134 \text{ volt}$$

È inoltre interessante notare che in corrispondenza della frequenza di risonanza, si verifica una speciale condizione nei confronti del fattore di potenza: dal momento che gli elementi reattivi si elidono a vicenda, R equivale a Z, l'angolo di fase è di 0°, la potenza apparente è eguale a quella effettiva, ed il fattore di potenza è 1.

Tuttavia, a causa della risonanza stessa, la corrente del circuito è massima e, di conseguenza, le tensioni presenti ai capi degli elementi reattivi possono essere notevolmente alte, il che è condizione caratteristica dei circuiti a basso fattore di potenza.

Un disegno che fotografa l'alternata...

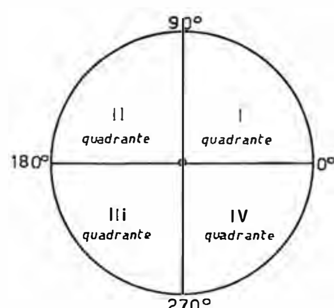


Fig. **17 P** - Dividendo la circonferenza con due diametri posti in posizione perpendicolare tra loro si ottengono quattro quadranti di **90°** ciascuno.

Il lettore avrà osservato che oramai in molteplici occasioni, accanto alla rappresentazione grafica sinusoidale delle onde e semionde, l'andamento del fenomeno è stato riprodotto anche con un altro, più conciso disegno che abbiamo ripetutamente definito come aspetto vettoriale della situazione.

Nelle pagine che precedono, ed in quelle che seguono, dato l'argomento di questa lezione al vettore si ricorre molto spesso; ciò in quanto esso costituisce un metodo molto pratico e comodo per le analisi. Abbiamo perciò stimato utile riportare alcuni cenni esplicativi dei suoi significati, dell'uso e delle interpretazioni in modo da consentire a coloro che ancora non lo conoscessero o non ne avessero intuito il concetto, di constatare quanto vantaggioso sia — e quanto semplice — illustrare con il vettore un comportamento derivante dalla presenza di organi diversi con tensioni alternate, di qualunque frequenza esse siano.

MISURA DEGLI ANGOLI

Come si può notare nella **figura 17 P**, la circonferenza è divisa in quattro parti eguali (« quadranti ») mediante due diametri perpendicolari, uno dei quali è orizzontale, mentre l'altro è verticale.

La parte destra dell'asse orizzontale, rispetto al centro, viene usata come linea di riferimento.

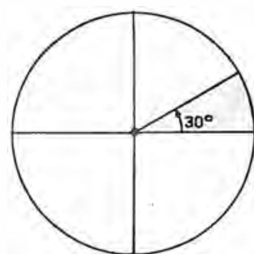
Gli angoli sono costituiti da una rotazione in senso antiorario di detta linea, e vengono misurati in gradi, i quali sono 360 nell'intera rotazione della linea di riferimento intorno al centro.

In altre parole, se si fa ruotare la linea intorno al centro (punto fermo al centro) in senso antiorario, fino al punto in cui essa ritorna nella posizione di partenza, si descrive un « angolo giro »; un grado ne è la 360ª parte.

La circonferenza della figura 17 P resta dunque divisa in quattro quadranti, ognuno dei quali comprende (360 : 4 = 90) 90°.

La misura degli angoli può essere effettuata anche in senso orario, nel qual caso i loro valori numerici sono negativi. Come è illustrato in A della **figura 18 P**, abbiamo un angolo positivo di 30°; nella sezione B della figura si ha un angolo eguale, ma negativo.

ANGOLI POSITIVI — ANGOLI NEGATIVI



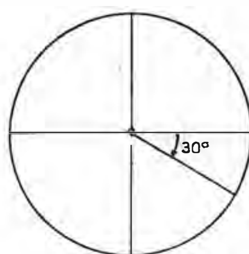


Fig. **18 P** - In A l'angolo viene considerato « positivo » stante la rotazione in senso antiorario, a partire dall'asse orizzontale di destra. Se si usa una rotazione in senso orario (vedi B) l'angolo è considerato « negativo ».

Nei triangoli rettangoli, quelli cioè nei quali uno degli angoli è di 90° (ossia la quarta parte esatta di un angolo giro completo di 360°) sussistono rapporti e relazioni speciali dette **funzioni trigonometriche.**

Allorché per l'espressione grafica di alcuni problemi di carattere elettrico od elettronico si può ricorrere all'uso dei triangoli rettangoli (come avviene con la corrente alternata) è molto facile giungere ad una soluzione esatta e rapida mediante l'impiego appropriato di tali funzioni.

Prima di enunciare i concetti fondamentali, è opportuno però rivedere come gli angoli vengono misurati agli effetti pratici.

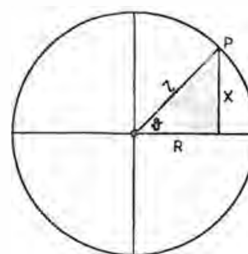


Fig. 19 P - Supposto un raggio Z (dal centro al punto PJ, possiamo creare un triangolo rettangolo tracciando X (da P all'asse RJ.

SENO - COSENO - TANGENTE

Supponiamo ora di disegnare un raggio che vada dal centro di una circonferenza fino ad un punto qualsiasi « P » posto sulla stessa (**figura 19 P**); il punto « P » si trova nel primo quadrante.

Se da detto punto tracciamo una linea perpendicolare all'asse orizzontale, formiamo un triangolo rettangolo.

Contrassegnamo il raggio con la lettera « Z », il lato verticale — ossia l'altezza — con « X », ed il lato orizzontale — ossia la base — con « R »; definiamo con la lettera greca θ (theta) il numero di gradi dell'angolo che il raggio forma con l'asse orizzontale.

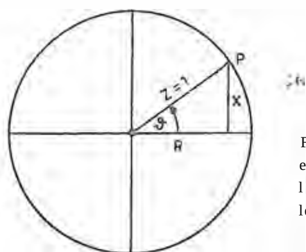


Fig. **20 P** - Se il raggio **Z** equivale a 1, li seno dell'angolo (sen Φ) sarà eguale sempre **ad X.**

Il raggio del cerchio è l'ipotenuta del triangolo rettangolo, e spesso viene denominato, come abbiamo visto nello studio della corrente alternata, **raggio vettore.**

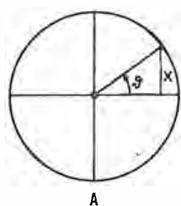
Il **seno** di un angolo qualsiasi in un triangolo rettangolo è la lunghezza del lato opposto a detto angolo, divisa per la lunghezza dell'ipotenusa.

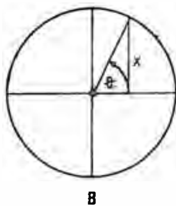
Nel triangolo della figura 19 P abbiamo perciò:

$$\text{sen } \theta = \frac{X}{Z}$$

Il **coseno** di un angolo è la lunghezza del lato ad esso adiacente, divisa per la lunghezza dell'ipotenusa, per cui, riferendoci alla medesima figura, si ha:

$$\cos \theta = \frac{R}{Z}$$





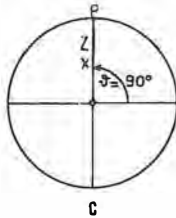


Fig. **21** P - Come si vede, aumentando l'angolo aumenta anche **X,** sino a giungere - per un angolo di **90°** — ad **X** pari al raggio **Z.** Ciò vuol dire che il sen **90° è** pari a **1.**

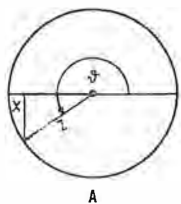
La **tangente** di un angolo è la lunghezza del lato opposto all'angolo stesso, divisa per la lunghezza del lato adiacente, ossia:

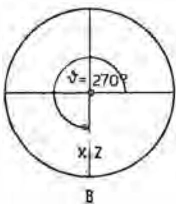
$$\tan \theta = \frac{X}{R}$$

Supponiamo di disegnare un cerchio con un raggio pari ad 1 unità (**figura 20 P**). In questo caso abbiamo:

$$\text{sen } \theta = \frac{X}{Z} = \frac{X}{1} = X$$

per cui se il raggio, ossia l'ipotenusa, equivale a uno, la lunghezza di « X » (la componente verticale) sarà sempre il seno dell'angolo.





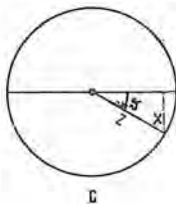


Fig. **22** P - Superati, con l'angolo, i **180°** (i **2** quadranti superiori) si hanno seni negativi (nei **2** quadranti inferiori).

Esaminiamo la figura 21 P.

In essa si nota che nella sezione A, nella quale l'angolo θ è piccolo, anche la componente verticale X è piccola. Nella sezione B, sia l'angolo che la componente verticale sono maggiori, ed in C — quando cioè l'angolo θ è di 90° — la componente verticale raggiunge la circonferenza nel punto « P ».

Poiché in questo caso la componente verticale assume la medesima lunghezza del raggio, si ha:

$$\text{sen } 90° = \frac{X}{Z} = \frac{1}{1} = 1$$

Ciò è molto importante da ricordare in quanto dimostra che il seno di 90° = 1.

A 90° il seno raggiunge il suo massimo valore, ossia la componente verticale raggiunge la lunghezza massima.

È inoltre opportuno ricordare che il seno di un angolo non può mai essere maggiore di 1 in quanto la componente verticale non può mai superare il raggio.

Man mano che l'angolo θ aumenta da 90° a 180°, la componente verticale diminuisce nuovamente assumendo tutti i valori intermedi tra 1 e 0.

A 180°, il raggio giace lungo l'asse orizzontale e la componente verticale non esiste più. In questo caso si ha:

$$\text{sen } 180° = \frac{X}{Z} = \frac{0}{1} = 0$$

Man mano che l'angolo θ aumenta da 180° a 270°, la componente verticale si estende dall'asse orizzontale ad un punto della circonferenza posto lungo la metà inferiore.

Si noti che, quando il triangolo rettangolo si forma nel terzo quadrante, la componente verticale giace appunto al di sotto dell'asse orizzontale (**A** della **figura 22 P**).

Quando la componente verticale si trova al di sotto dell'asse orizzontale, il seno dell'angolo è negativo.

Secondo una regola di trigonometria, il seno degli angoli compresi fra 180° e 360° è negativo.

In **B** della figura 22 P, θ ammonta a 270°; la componente verticale è nuovamente eguale al raggio « Z », per cui anche il seno di 270° è equivalente a 1, ma ha un valore negativo.

Cioè: $\text{sen } 270° = -1$

Si noti anche che un angolo positivo di 270° è eguale ad un angolo negativo di 90°.

Qualsiasi angolo positivo compreso tra 180° e 360° può essere individuato anche da un angolo negativo misurato in senso orario, partendo dall'asse di riferimento. Infatti, a tale sistema si ricorre spesso nello studio della corrente alternata in quanto costituisce un modo più semplice che non quello di considerare gli an-

goli positivi compresi tra 180° e 360°.

In C della figura 22 P ad esempio, si nota che è più conveniente considerare l'angolo θ come avente un valore negativo pari a — 30° che non considerarlo come un angolo positivo pari a 330°.

Nel quarto quadrante il seno dell'angolo varia da — 1 a 270°, a 0, a 360° nuovamente.

Rivediamo ora brevemente ciò che accade al valore del seno di un angolo se quest'ultimo aumenta da 0° a 360°. Il valore del seno aumenta da 0 (a 0°), fino ad un massimo di 1 (a 90°), dopo di che diminuisce gradatamente a 0 (a 180°).

Il suo valore aumenta quindi in senso negativo finché raggiunge il massimo valore negativo a 270°. Da 270° a 360° il valore negativo diminuisce fino a che cade a 0 nuovamente (a 360°).

LA CURVA SINUSOIDALE

Nella **figura 23 P** sono illustrati tutti i valori di sen θ corrispondenti ad ogni variazione di 30° dell'angolo. Unendo i diversi punti si ottiene una curva come quella illustrata nella figura.

L'asse orizzontale è contrassegnato ogni 30°, e l'asse verticale può raggiungere i valori massimi di +1 e — 1. Quando i punti che rappresentano il seno dei vari angoli di θ vengono uniti da un tratto continuo, si ottiene una curva matematica detta curva sinusoidale.

Tale curva è appunto quella usata, come ben sappiamo, per la rappresentazione grafica delle correnti e delle tensioni alternate che interessano lo studio dell'elettronica ed il lettore ha già incontrato alle figure 14 M e 19 G di altre lezioni il suo tracciamento riferito alle coordinate del « vettore rotante ».

Vogliamo meglio illustrare, ora, questo argomento.

Il vettore

In molte descrizioni teoriche si usano a volte dei disegni per poter dare in modo efficace, immediato e semplice la spiegazione di un fenomeno complesso. Per illustrare il concetto di fase, ad esempio, abbiamo testé fatto ricorso al disegno di semionde. Se però in un circuito si è in presenza di 3 o 4 semionde a fase differente, ecco che si verrebbe a creare un assieme di tracce troppo ingarbugliato per essere utile. Per fortuna tensioni, correnti, forze e molte altre quantità matematiche possono essere rappresentate da quel semplice simbolo grafico che abbiamo visto essere il « raggio vettore ».

Per rappresentare in modo utile delle quantità quali le tensioni, le correnti, le forze, un vettore deve indicare tanto l'ammontare della quantità, quanto la sua direzione. Un vettore è quindi formato da un tratto, la lunghezza del quale denota la quantità, e dalla punta a freccia che indica la direzione della quantità stessa. L'entità di variazione della direzione ha un riferimento nell'angolo formantesi con l'asse del tempo (asse « x »). È bene ricordare che un vettore riporta sempre i due elementi suddetti: l'ampiezza e la direzione.

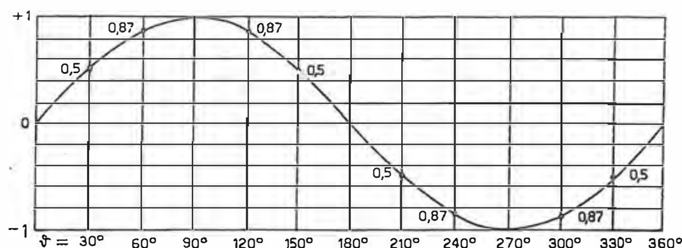


Fig. **23 P** - Se indichiamo in orizzontale valori dell'angolo di **30** in **30°** per tutta la rotazione, e poniamo un punto su ciascuna verticale, pari al valore (positivo e negativo) avremo - unendo poi detti punti - la nota curva sinusoidale. Essa così corrisponde, come già sappiamo e qui sotto confermeremo, ad una intera rotazione del raggio vettore.

Sebbene una tensione non possa avere una vera direzione intesa in termini di spazio tridimensionale, può avere una fase, che in un certo senso può essere appunto considerata una direzione. Si può quindi impiegare il vettore per rappresentare quantità elettriche quali la tensione e la corrente.

La **figura 24 P** mostra come possa essere usato un vettore per rappresentare una semionda di tensione. In **A** della figura la semionda è a zero gradi, sul punto di iniziare l'alternanza positiva. Per rappresentare questa situazione viene tracciato un vettore la cui lunghezza corrisponde all'ampiezza della tensione in questione. Il vettore può essere tracciato per rappresentare un qualsiasi valore di tensione tra quelli che si attribuiscono solitamente alla rappresentazione sinusoidale (di picco, effettivo, ecc.).

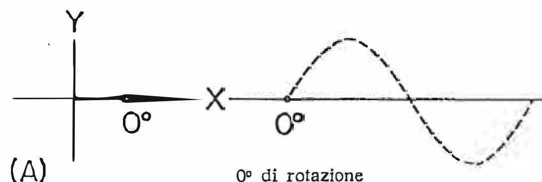


Fig. **24 P** - A zero gradi il vettore **è** collocato sull'asse **X** e diretto verso destra: **è** questa la **posizione standard.** Sta per avere **inizio** la rotazione (e la semionda).

Per indicare che la semionda si trova a zero gradi di fase il vettore è collocato sull'asse « x », diretto verso destra. Si dice che il vettore è in **posizione standard** allorché si trova disposto come si è ora detto.

Nella stessa figura, in **B**, abbiamo che la semionda ha completato 45 gradi del suo ciclo; ciò è riportato facendo avanzare il vettore per un angolo di 45 gradi in direzione opposta al senso di rotazione delle lancette di un orologio. (In matematica questo senso di rotazione viene usato per indicare angoli positivi). Si è stabilito che i vettori rappresentanti quantità elettriche ruotino sempre — salvo indicazione contraria — nel senso opposto a quello dell'orologio.

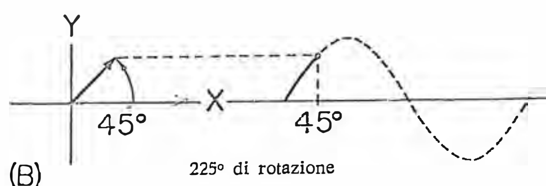


Fig. 24 P - Semionda e vettore hanno compiuto un movimento (in senso contrario alle lancette di un orologio) di 45°.

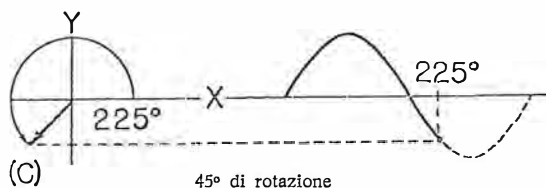


Fig. 24 P - A 225° di rotazione la situazione vede la semionda nel ciclo negativo e così anche il vettore è in uno dei quadranti negativi: entrambi cioè, sotto l'asse X.

In **C** della figura la semionda ha compiuto 225 gradi di rotazione. Il vettore, analogamente, ha effettuato una rotazione per un angolo di 225 gradi.

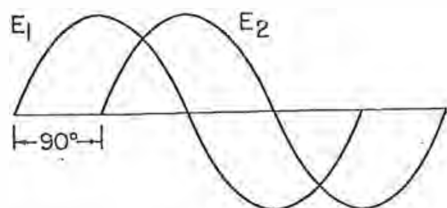
Dopo 360 gradi la sinusoide completa un ciclo intero, ed il vettore si troverà riportato alla posizione iniziale (vedi A), dopo di aver effettuato 360 gradi di rotazione.

Ciò che il vettore rappresenta ruota in continuità, di modo che, sebbene noi dobbiamo vederlo sempre in posizione fissa (come, cioè, lo disegnamo), il vettore deve essere considerato in rotazione continua.

Dato che un singolo vettore può essere impiegato per rappresentare un'onda sinusoidale, si possono rappresentare due onde con due vettori. Per questo, un diagramma a vettori (vettoriale) costituisce un mezzo ottimo per dimostrare la differenza di fase tra due onde sinusoidali.

Per illustrare questa applicazione dei vettori si riportano in **figura 25 P** due onde, la E1 e la E2. La sinusoide E2 ha un ritardo di fase di 90 gradi rispetto alla E1. Nel tracciare il diagramma vettoriale una delle onde viene presa come riferimento al quale possa essere comparata l'altra onda. In figura 25 P è stata scelta come riferimento l'onda E1 ed un vettore rappresentante quest'onda viene tracciato perciò in posizione standard, vale a dire sull'asse « x ».

Quando si è collocato il vettore rappresentante l'onda E1 sul diagramma, si può tracciare un secondo vettore per raffigurare E2. Questo secondo vettore deve essere disegnato sul diagramma in maniera da mostrare il ritardo di 90 gradi di E2 rispetto ad E1. Dato che i vettori, come abbiamo detto, ruotano in senso antiorario, il vettore E2 è disegnato verso il basso, lungo l'asse « y ». Il diagramma vettoriale completo appare come se si scattasse una fotografia, molto rapidamente, allorché il vettore di riferimento E1 giunge all'asse « x ». Il vettore E2 perciò appare in posizione di ritardo di 90 gradi rispetto ad E1.



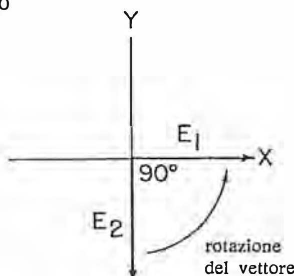


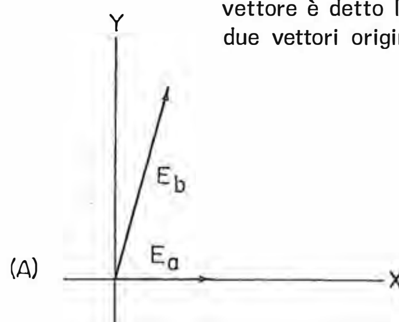
Fig. 25 P - Le due semionde (E2 ritarda di 90° rispetto ad E1) possono essere indicate dai rispettivi vettori: si osservi l'evidenza dello stesso ritardo nonché l'eguaglianza delle ampiezze.

PER SOMMARE

Per la soluzione di problemi circuitali accade assai spesso che si debbano sommare tensioni o correnti tra loro sfasate. Il vettore in questo caso facilita molto la soluzione e rappresenta, come vedremo, un dispositivo pratico e prezioso per il risparmio di tempo che consente.

Supponiamo che i due vettori di **figura 26 P**, Ea ed Eb, debbano essere sommati assieme. Essi, in **A** della figura sono mostrati come apparirebbero normalmente su di un diagramma vettoriale.

Per ottenere la somma di questi due vettori, la traccia del secondo vettore Eb viene riportata sull'apice del vettore Ea così come è illustrato in **B** della figura. Ciò deve essere fatto senza cambiare la direzione né l'ampiezza dei due vettori. La linea tratteggiata indica la posizione precedente all'operazione. Si traccia poi un terzo vettore dal punto d'inizio del primo vettore Ea sino alla freccia del vettore Eb. Questo terzo vettore è detto la **risultante** ed è la somma dei due vettori originali. Seguendo questa procedura si può procedere alla somma di qualsiasi numero di vettori: ciascun vettore è collocato successivamente col suo punto di partenza sulla freccia del vettore precedente. La somma si ottiene ancora disegnando un vettore dall'inizio del primo vettore alla freccia dell'ultimo vettore. Un esempio si può osservare a **figura 27 P** che riporta la somma (risultante) di tre vettori (a, b, c) di diversa direzione ed ampiezza.



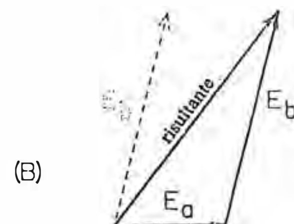


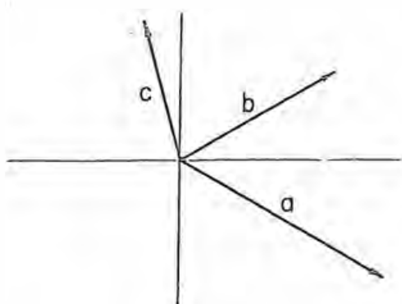
Fig. 26 P - La somma di due vettori si ottiene facilmente spostandone uno sul vertice dell'altro e tracciando poi la diagonale (risultante). Come si vede, Eb è spostato su Ea dalla posizione precedente (tratteggiata).

Un sistema semplice per la somma di due vettori consiste nel costruire un parallelogramma nel quale i due vettori formano due lati adiacenti.

Si debba ottenere la somma dei due vettori E, C di cui alla **figura 28 P**. Si sviluppa un parallelogramma tracciando la linea CD parallela al vettore OE, e la linea ED parallela al vettore OC (**B** della figura). Si traccia quindi un vettore da O a D; questo terzo vettore è la somma dei due vettori originali.

Se si confronta questo metodo con quello indicato alla figura 27 P si può osservare che il risultato raggiunto è eguale in entrambi i casi.

Col sistema del parallelogramma però si può procedere solo con coppie di vettori; tre vettori non possono essere sommati contemporaneamente. Si può allora, quando si hanno più di due vettori, sommarne due e quindi sommare il risultato ad un terzo vettore, e così via sino alla somma di tutti i vettori interessati.



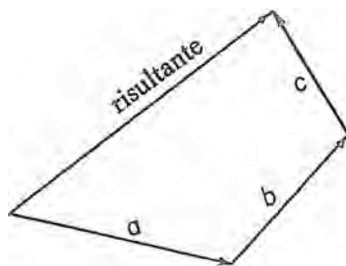
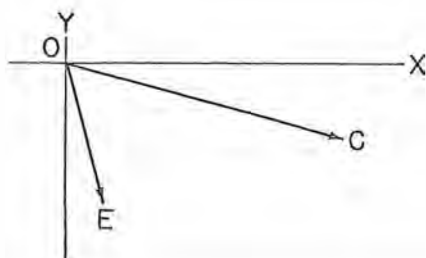


Fig. 27 P - La somma di più vettori può essere effettuata anch'essa secondo il metodo citato alla figura 26 P; in tal modo si traccia la risultante dei vettori a, b, c.



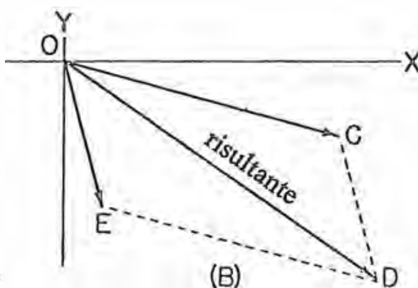


Fig. 28 P - Per sommare due vettori si può ricorrere anche al sistema del parallelogramma che è molto immediato; fermi restando i vettori C ed E dell'esempio, si tracciano le rispettive parallele (tratteggiate) e si ottiene D come somma o risultante.

Circuiti risonanti e filtri

Nell'etere coesistono onde radio provenienti dalle varie stazioni trasmittenti; con un apparecchio radio, noi sappiamo che possiamo scegliere la stazione che desideriamo ricevere sintonizzando il ricevitore sulla relativa frequenza.

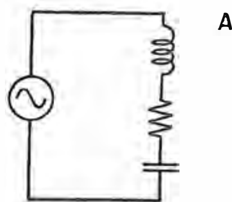
Ciò premesso, sappiamo anche che l'attitudine da parte di un apparecchio ricevente a selezionare, tra le tante, una sola stazione ignorando tutte le altre presenti contemporaneamente all'antenna, si chiama « selettività », la quale può essere ottenuta — abbiamo già visto — mediante l'impiego di uno o più circuiti sintonizzati, costituiti cioè da valori adatti di induttanza e di capacità (LC).

Ricordiamo che — così come abbiamo testè visto a pagina 4p — un circuito sintonizzato « risuona » ad una data frequenza, quando le reciproche reattanze, induttiva e capacitiva, sono numericamente eguali nei confronti di quella frequenza ($X_L = X_C$).

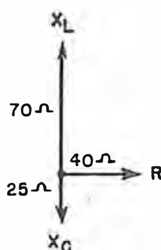
Ci è ben noto anche, oramai, che la corrente che percorre una induttanza è in ritardo di 90° rispetto alla tensione che la determina, mentre in una capacità essa è in anticipo di 90°; le due reattanze provocano perciò uno sfasamento reciproco di 180°, e possono essere quindi rappresentate in direzioni opposte su un diagramma vettoriale.

Se esse si trovano nel medesimo circuito, si sottraggono a vicenda, per cui la differenza tra i due valori è la reattanza effettiva del circuito.

A



B



C

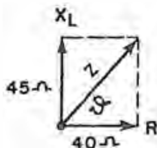


Fig. 29 P - Nel circuito (A) risonante in serie, con i valori indicati alla maggiore reattanza induttiva (X_L) può essere sottratta (vedi B) la reattanza capacitiva (X_C) dato lo sfasamento di 180° esistente tra le due. L'impedenza netta risulta essere (C) una resistenza pura in serie alla reattanza induttiva pura, residua.

Circuito risonante in serie

Consideriamo il circuito in serie della **figura 29 P.**

Alla frequenza del generatore, la reattanza induttiva X_L sia di 70 ohm, e quella capacitiva X_C di 25 ohm.

Nella sezione **B** della figura è rappresentato il diagramma vettoriale delle reattanze, e, dal momento che come abbiamo detto, X_C è sfasata di 180° rispetto ad X_L, la prima può essere sottratta dalla seconda.

Perciò, come si vede nella sezione **C** della figura, l'impedenza netta del circuito nei confronti del generatore ammonta al valore di una resistenza pura, in serie ad una reattanza induttiva pura di 45 ohm.

Supponiamo ora che la frequenza della tensione alternata diminuisca: la reattanza del condensatore aumenta, e quella dell'induttanza diminuisce.

Se in questo caso X_C è maggiore di X_L, il carico applicato al generatore si comporta come se fosse una resistenza in serie ad una capacità.

Supponiamo invece che la frequenza sia tale che la reattanza induttiva e quella capacitiva siano numericamente eguali.

In questo caso sappiamo ciò che avviene: la loro differenza è zero, la reattanza netta è zero, e di conseguenza l'unica opposizione al passaggio della corrente nel circuito è dovuta alla resistenza.

Quando ciò si verifica — ricordiamo — il circuito viene detto **risonante**; se esso non comprende alcuna resistenza, e quella interna della sorgente di energia è pari a zero, la corrente che scorre tende ad assumere un valore infinito.

Qualsiasi circuito però contiene una certa resistenza ohmica, e ne consegue che la corrente non raggiunge mai il valore teorico infinito.

Si noti, che esiste una sola frequenza rispetto alla quale le due reattanze sono numericamente eguali: in altre parole, mantenendo costanti i valori di L e di C, il circuito può risuonare su una sola frequenza.

Se la frequenza è più alta, il circuito sintonizzato in serie si comporta come un circuito esclusivamente induttivo, mentre se è più bassa, esso si comporta come se fosse esclusivamente capacitivo.

Se rappresentiamo graficamente il valore della corrente che scorre in un circuito risonante in serie, man mano che la frequenza viene aumentata da un valore basso ad un valore alto — tra i quali sia compreso quello di risonanza — otteniamo la curva illustrata nella **figura 30 P**.

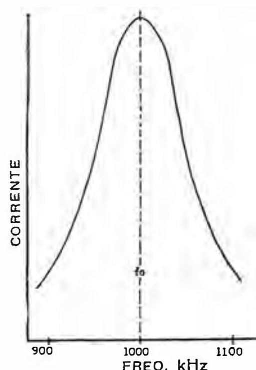


Fig. 30 P - Andamento della corrente in un circuito risonante in serie. La corrente è massima per il valore della frequenza di risonanza (nell'esempio = 1 000 kHz).

In essa, detta frequenza di risonanza, f_o, per la quale le reattanze sono eguali, è di 1 000 kHz. La corrente è massima nel punto corrispondente a detta frequenza, mentre diminuisce rapidamente per frequenze inferiori e superiori.

Dal momento che la corrente di un circuito viene notevolmente influenzata dalla impedenza, la corrente di un circuito risonante in serie raggiunge il suo valore minimo alla frequenza di risonanza.

La curva della variazione di impedenza di un circuito del tipo da noi considerato, nei confronti della frequenza stessa, è illustrata in **figura 31 P**.

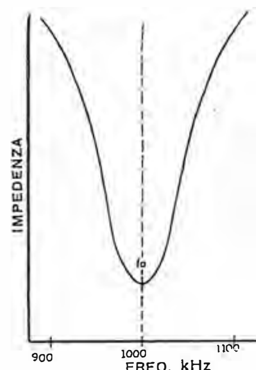


Fig. 31 P - Per il valore di risonanza risulta invece minima l'impedenza, sempre nel circuito risonante in serie.

Come sappiamo, la reattanza induttiva di una bobina è data da $X_L = 2\pi f_o L$, mentre la reattanza capacitiva di un condensatore è data da $X_C = 1 : 2\pi f_o C$.

Poiché alla frequenza di risonanza, f_o, i due valori sono eguali, si ha, come abbiamo ricordato all'inizio: $X_L = X_C$, ossia: $2\pi f_o L = 1 : 2\pi f_o C$, dalla quale, risolvendo rispetto a f_o, si ha che:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Questa equazione, che permette di ricavare il valore della frequenza di risonanza di un circuito sintonizzato, è molto importante nello studio dell'elettronica. Essa è necessaria per la progettazione dei filtri, dei circuiti « trappola », degli oscillatori, nonché di molti altri dispositivi.

In tale equazione, si può notare che la frequenza di risonanza di un circuito può essere variata, variando sia l'induttanza che la capacità.

Sappiamo che nella maggior parte dei ricevitori, la sintonia viene ottenuta agendo opportunamente sulla capacità di un condensatore variabile comandato a mezzo di una manopola demoltiplicata; ma abbiamo a suo tempo accennato all'esistenza di alcuni tipi di ricevitori nei quali si varia il valore della induttanza.

Man mano che uno dei due valori si allontana da quello necessario per la risonanza — sia in più che in meno — la corrente che circola in un circuito in serie diminuisce rapidamente. Tuttavia, per ogni valore raggiunto — sia di L che di C — è sempre possibile determinare la frequenza alla quale tale combinazione può nuovamente risuonare.

Se si varia la capacità del circuito illustrato nella figura 29 P in modo tale che la frequenza di risonanza sia f_o = 1 100 kHz, si constata che la corrente massima viene ottenuta a tale frequenza.

In qualsiasi circuito risonante nel quale la frequenza sia fissa, esiste un numero infinito di combinazioni dei valori di L e di C per le quali la risonanza stessa viene raggiunta; l'unica condizione indispensabile è che il prodotto di L e di C rimanga costante, ossia se si aumenta uno dei due, è necessario diminuire l'altro in conformità.

La curva inferiore della **figura 32 P** illustra il comportamento della reattanza capacitiva di un condensatore nei confronti di una frequenza variabile. Non è difficile notare che il valore di reattanza è massimo alle frequenze più basse, e viceversa, con una variazione esponenziale tra i due estremi.

La linea retta superiore illustra invece la variazione corrispondente della reattanza induttiva. La frequenza di risonanza si manifesta, come si vede, allorché X_L è eguale a X_C.

In un circuito risonante in serie, la reattanza è eminentemente capacitiva nei confronti delle frequenze inferiori a quella di risonanza, mentre nei confronti di quelle superiori alla fre-

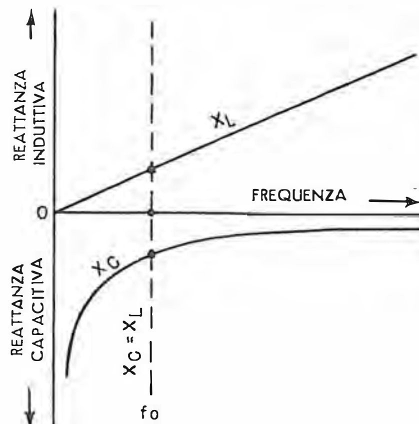


Fig. 32 P - La figura pone in evidenza, con la retta superiore X_L la variazione della reattanza induttiva; e con la curva X_C la variazione della reattanza capacitiva, in un circuito risonante in serie. La linea verticale tratteggiata indica che quando X_L è eguale ad X_C si ha la risonanza sulla frequenza f_o che viene definita appunto frequenza di risonanza.

quenza di risonanza la reattanza è essenzialmente induttiva.

Un'altra caratteristica importante dei circuiti sintonizzati consiste nel fatto che, in effetti, essi amplificano la tensione del segnale scelto.

Ad esempio, la tensione applicata ad un circuito sintonizzato può essere relativamente bassa, ma, se si verifica il fenomeno della risonanza, tale bassa tensione è sufficiente per provocare la presenza di notevoli correnti. Dal momento che la caduta di tensione presente ai capi di ogni componente è sempre proporzionale alla corrente che lo percorre, la tensione ai suoi capi raggiunge il suo valore massimo alla risonanza.

Se la resistenza del circuito è molto bassa, la corrente è considerevole, e un'alta corrente produce un'ampia caduta di tensione I X ai capi di L e di C.

Le due cadute di tensione sono di eguale ampiezza alla frequenza di risonanza, e di polarità opposta. Dato che sono di polarità opposta si elidono a vicenda nei confronti del generatore.

Di conseguenza, anche se l'energia disponibile è trascurabile, la caduta di I X ai capi di L e di C può essere molto alta. Ognuna delle due cadute I X può essere utilizzata per azionare altri circuiti radio in quanto, alla frequenza di risonanza è possibile sviluppare segnali di ampiezza apprezzabile.

Concludendo, le proprietà di un circuito risonante in serie in condizioni di risonanza, possono essere riassunte come segue:

1) La corrente è massima,
2) L'impedenza è minima,
3) Le tensioni ai capi di « L » e di « C » sono massime.

Questi tipi di circuiti risonanti vengono spesso usati in relazione all'antenna, sia nei trasmettitori che nei ricevitori; sono particolarmente adatti nel caso dei trasmettitori grazie al fatto che la corrente che scorre è massima soltanto per il valore di frequenza desiderato, per cui si ha la massima irradiazione solo per quella frequenza.

Essi possono inoltre essere impiegati come circuiti « trappola » e come filtri; di questi circuiti ci occuperemo quanto prima.

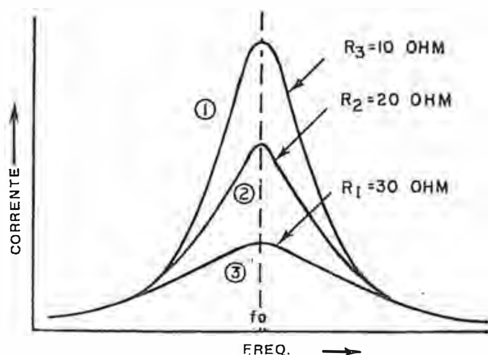


Fig. 33 P - La resistenza di un circuito sintonizzato in serie ne determina la selettività: a minore valore resistivo corrisponde maggiore selettività e, nello stesso tempo, il maggiore rendimento (corrente più alta).

Selettività

Abbiamo visto che la resistenza di un circuito sintonizzato risonante in serie determina la corrente che lo percorre.

La **figura 33 P** illustra l'andamento della corrente presente in tre circuiti di questo tipo, aventi i medesimi valori di « L » e di « C », ma presentanti differenti valori di resistenza.

Il circuito avente la resistenza minore lascia passare la corrente massima. Si noti anche che esso ha la curva più appuntita. Perciò questo circuito offre la più alta selettività, vale a dire che respinge, se così si può dire, assai più di un circuito a curva larga, tutte le frequenze, ai lati della frequenza di risonanza.

La selettività di un circuito risonante viene definita come il rapporto tra la intensità della corrente alla frequenza di risonanza e quella della corrente che scorre ad una data frequenza.

Pertanto, un circuito molto selettivo permette il passaggio di una notevole corrente quando risuona, e di correnti molto deboli a frequenze vicine alla risonanza. Viceversa, un circuito poco selettivo viene percorso da correnti pressoché eguali, sia alla frequenza di risonanza, che alle frequenze laterali a quest'ultima.

La resistenza del circuito ne determina quindi la selettività. Quest'ultima deve necessariamente essere alta nella maggior parte dei circuiti.

Ad esempio, all'ingresso di un apparecchio radio ricevente sono disponibili le frequenze dei segnali provenienti da centinaia di emittenti, alcune delle quali hanno valori di frequenza molto prossimi tra loro.

In questo caso solo un circuito risonante ad alta selettività può selezionarne una sola respingendo tutte le altre.

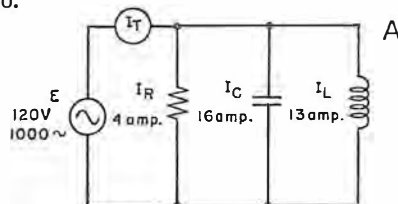
Vi è una eccezione, che vedremo assai meglio dopo aver analizzato a fondo il fenomeno della modulazione dei segnali, ed alla quale facciamo qui solo un breve cenno: è il caso della ricezione delle emittenti a modulazione di frequenza. La eccessiva selettività si rivela in questa tecnica in un certo senso dannosa al buon funzionamento, ed è allora necessario aggiungere al circuito risonante una resistenza il cui compito è appunto di allargare la banda delle frequenze sulle quali il circuito può funzionare.

Circuito risonante in parallelo

Quando una induttanza ed un condensatore sono collegati in parallelo, l'assieme viene detto circuito risonante sintonizzato in parallelo.

Come nel caso del circuito in serie, si ha la risonanza allorché la reattanza induttiva è eguale a quella capacitiva.

Ciononostante, nel circuito risonante in parallelo si hanno delle caratteristiche totalmente differenti da quelle del circuito risonante in serie, sebbene esistano anche analogie di cui diremo.



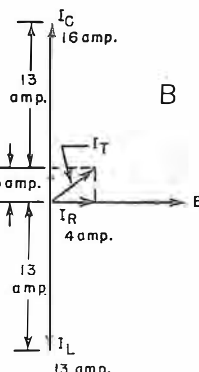


Fig. 34 P - Circuito risonante (qui sopra) le cui correnti (I_C - I_L - I_R) sono rappresentate vettorialmente alla figura a fianco, unitamente alla tensione, « E ». In B, si vede come sottraendo I_L da I_C in quanto in fase opposta, rimangano 3 ampère di I_C che con I_R danno la corrente totale I_T. È il caso opposto a quello di prevalenza di X_L visto in figura 29 P.

Come abbiamo visto, nel circuito **in serie**, in condizioni di risonanza le cadute di tensione ai capi di L e di C sono eguali e di segno contrario, e la corrente che circola nel circuito assume il valore massimo. La tensione applicata può essere piccola, ma tensioni assai alte possono verificarsi ai capi dell'induttanza e della capacità.

In un circuito risonante **in parallelo** invece, la tensione presente ai capi di ognuno dei rami è la medesima, e la corrente si divide tra i due.

Le correnti dei rami risultano sfasate rispetto alle relative tensioni, quando i rami offrono reattanze: per cui, ognuno di essi può essere percorso da una corrente di intensità maggiore di quella di linea in quanto la somma vettoriale di due forti correnti può essere una corrente debole.

Consideriamo il circuito in parallelo in **A** della **figura 34 P.**

La corrente che percorre il ramo capacitivo (16 ampère) è in anticipo di 90° rispetto alla tensione applicata « E », mentre la corrente presente nel ramo induttivo (13 ampère) è in ritardo di 90° rispetto alla medesima tensione.

La corrente che passa attraverso la resistenza (4 ampère) è in fase con la tensione « E ».

Tutte queste correnti sono rappresentate vettorialmente nella sezione **B** della figura.

Dal momento che le correnti sono in fase opposta, la minore viene sottratta dalla maggiore. Nel nostro caso, la differenza tra I_C ed I_L lascia come corrente residua una corrente capacitiva netta di 3 ampère; questa corrente si combina con quella resistiva di 4 ampère per costituire la corrente di linea, I_T, per cui si ha:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + I_C^2} \text{ ossia}$$

$$I_T = \sqrt{4^2 + 3^2} = \sqrt{25} = 5 \text{ ampère}$$

La risonanza si verifica quando I_C è eguale ad I_L.

In tale caso le correnti reattive si elidono a vicenda riducendo la corrente totale a soli 4 ampère che è la corrente resistiva.

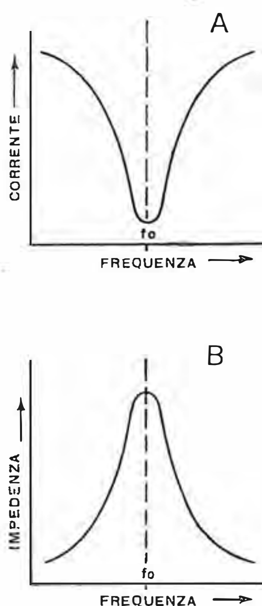


Fig. 35 P - Andamento della corrente (in A) in un circuito risonante in parallelo, e dell'impedenza (in B) nello stesso circuito per la frequenza di risonanza. Si noti l'andamento del tutto contrario rispetto a quello del circuito in serie, riportato alle figure 30 e 31 P.

Se la resistenza è di valore infinito — ossia se non esiste praticamente un ramo resistivo — la corrente totale (I_T), si approssima a zero.

È importante notare che nel circuito risonante in parallelo, « la corrente » in condizioni di risonanza « è un minimo ». Ciò è esattamente in contrario di quanto accade nel circuito risonante in serie nel quale, a risonanza, la corrente è « ad un massimo ».

Nel circuito in parallelo, man mano che la frequenza si approssima al valore di risonanza, il valore X_L si approssima a quello di X_C; le correnti reattive si elidono sempre più, col risultato che la corrente di linea continua a diminuire, finché — raggiunta la frequenza di risonanza — le correnti reattive si annullano completamente e rimane soltanto quella resistiva, come abbiamo visto sopra.

Se fosse possibile collegare in parallelo una capacità ed una induttanza pure, e se tale circuito (senza resistenza) fosse sintonizzato sulla sua frequenza di risonanza, si avrebbe una corrente di linea pari a zero, pur essendo notevoli le correnti in ogni ramo singolo.

Così, il circuito risonante in parallelo si comporta, a risonanza, nei confronti della sorgente di energia, come un carico ad alta impedenza. In altre parole, alla frequenza di risonanza la corrente di linea è minima e l'impedenza è massima.

La **figura 35 P** illustra le variazioni di impedenza e di corrente col variare della frequenza; è opportuno confrontare queste curve con quelle delle figure 30 e 31 P relative al circuito risonante in serie.

Le curve di figura 35 P mostrano che, se la frequenza proveniente dal generatore non corrisponde a quella di risonanza, la corrente di linea aumenta, vale a dire, l'impedenza dell'intero circuito diminuisce.

In **A** della **figura 36 P** è rappresentato un circuito risonante in parallelo ideale in quanto privo di resistenze; nelle sezioni **B**, **C** e **D** è rappresentato il comportamento a tre diverse frequenze, rispettivamente al di sotto, in corrispondenza, ed al di sopra della frequenza di risonanza.

Nel primo caso, la reattanza capacitiva aumenta e la reattanza induttiva diminuisce; di conseguenza si ha un flusso di corrente maggiore nel ramo induttivo. Tale ampia corrente induttiva annulla la debole corrente capacitiva lasciando una corrente netta in ritardo rispetto alla tensione. Ne consegue che, per frequenze inferiori a quella di risonanza, l'intero carico si comporta nei confronti del generatore come se fosse soltanto induttivo.

Nel secondo caso ($X_L = X_C$), lo abbiamo visto, si ha una resistenza infinita.

Nel terzo caso (frequenza superiore alla risonanza) X_L aumenta mentre X_C diminuisce,

per cui la corrente maggiore scorre nel condensatore. La corrente è quindi in anticipo rispetto alla tensione, ossia il carico si comporta come se fosse esclusivamente capacitivo.

La maggior differenza tra il circuito risonante in serie e quello risonante in parallelo consiste nel comportamento del carico nei confronti della sorgente di energia per frequenze diverse da quella di risonanza.

Nel secondo tipo la corrente è il fattore determinante. Per esempio, al di sopra della risonanza, X_L aumenta mentre X_C diminuisce, per cui si ha una corrente maggiore nel ramo capacitivo. Tale corrente I_C, elide la debole corrente induttiva, I_L, e la reattanza netta risulta al carico, lo abbiamo visto, eminentemente « capacitiva ».

Nel circuito risonante in serie invece, per frequenze superiori a quella di risonanza, le correnti presenti di L ed in C sono eguali. Tuttavia, dal momento che X_L aumenta mentre X_C diminuisce, la caduta di tensione presente ai capi della bobina è maggiore di quella presente ai capi del condensatore; essendo entrambe reciprocamente sfasate di 180°, si sottraggono, lasciando una caduta di tensione netta ai capi di L, quindi, nei confronti del generatore, il carico è eminentemente « induttivo ».

La sintonia del circuito in parallelo viene generalmente ottenuta variando il valore di capacità.

Le condizioni di risonanza vengono denunciate dal fatto che un amperometro eventualmente collegato in serie alla linea dà l'indicazione minima; ciò significa che la maggior parte della corrente scorre nel circuito sintonizzato in parallelo.

Dal momento che qualsiasi circuito ha una propria resistenza, la corrente di linea non può mai raggiungere il valore zero. La resistenza in questione è dovuta quasi interamente alla resistenza del conduttore che costituisce la bobina.

La resistenza del ramo induttivo, come si nota osservando la **figura 37 P**, compromette il bilanciamento tra I_C ed I_L.

In questa figura si nota appunto che il ramo induttivo ha una sua resistenza, che viene raffigurata in serie alla bobina (mentre in realtà ne fa parte integrale).

La corrente che percorre il ramo induttivo non è mai sfasata, per tale motivo, esattamente di 180° rispetto a quella del ramo capacitivo (vedi sezione **B**), e questo è anche il motivo per il quale la corrente di linea non può mai essere pari a zero in un circuito effettivo contenente capacità ed induttanza reali.

Maggiore è la resistenza nel circuito, minore è l'effetto di elisione, ossia di reciproco annullamento, tra le correnti dei due rami, e maggiore è la corrente di linea presente alla frequenza di risonanza.

Per meglio chiarire ciò, la **figura 38 P** illustra la curva della corrente in tre circuiti eguali, aventi cioè i medesimi valori di induttanza e di capacità, ma differenti valori di resistenza:

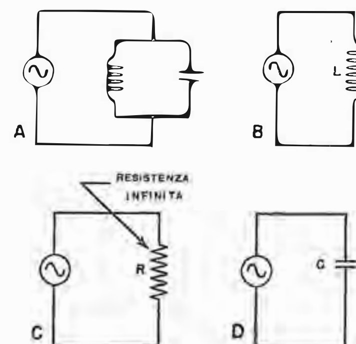


Fig. 36 P - Circuito LC risonante in parallelo (in A) e risultante (in B) per frequenze sotto, pari (in C) e sopra (in D) alla risonanza. Si tratta di un circuito ideale, privo di resistenza.

è evidente dall'esame della suddetta illustrazione che, con l'aumentare della resistenza, la curva si allarga e si appiattisce.

L'impedenza di un circuito risonante in parallelo è massima alla frequenza di risonanza, e diminuisce per tutte le altre frequenze inferiori e superiori.

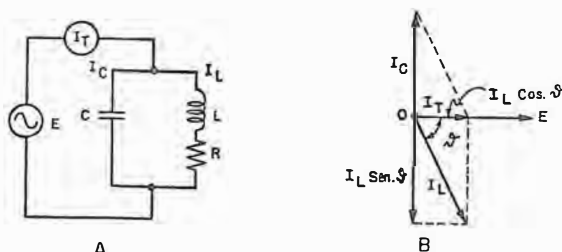


Fig. 37 P - Nel circuito risonante in parallelo (figura A) vi è sempre una certa resistenza, R, dovuta al conduttore che forma « L ». Detta resistenza impedisce uno sfasamento di 180° esatti tra I_C ed I_L (vedi B) e di conseguenza la corrente di linea non può scendere al valore zero che avrebbe se si avesse il perfetto bilanciamento.

Come sappiamo, si ha il massimo trasferimento di energia da un generatore ad un carico allorché le reciproche resistenze interne, o impedenze, sono eguali: come vedremo in seguito, di solito negli apparecchi a « valvola », le valvole stesse si presentano come dispositivi ad alta resistenza interna, per cui è conveniente usare con esse circuiti risonanti in parallelo come circuiti di entrata e di uscita.

I circuiti risonanti in parallelo sono utilizzati anche come filtri, come circuiti « trappola », nonché come circuiti oscillanti di accoppiamento e circuiti « volano »; la loro selettività viene definita esattamente come per i tipi in serie.

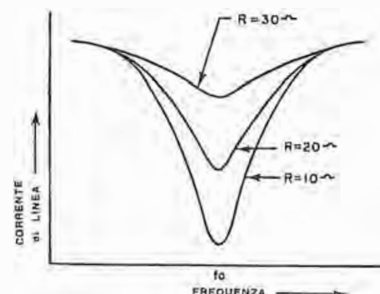


Fig. 38 P - Aumentando la resistenza nel circuito in parallelo, la corrente induttiva e quella capacitiva si elidono sempre meno tra di loro; la corrente di linea perciò aumenta e la curva di risonanza di conseguenza si appiattisce. Si osservi l'andamento di corrente opposto a quello del circuito in serie (fig. 33 P).

Infatti, un circuito risonante ad alta selettività ha una curva appuntita, sia della corrente sia della impedenza, in funzione della frequenza. Noti il lettore che la risonanza in parallelo è talvolta definita « antirisonanza ».

Principio del circuito "volano"

Il circuito risonante in parallelo viene spesso chiamato circuito « volano » o circuito « serbatoio ».

Se il condensatore viene caricato mediante una batteria (corrente continua) e dopo, la batteria viene staccata, si ha la produzione di una corrente alternata di breve durata con frequenza pari a quella di risonanza del circuito.

Questa c.a. si riduce progressivamente in ampiezza fino a cessare del tutto, come abbiamo visto a suo tempo.

Riassumendo, l'energia viene in un primo tempo immagazzinata nella capacità, e quindi trasferita alla bobina, ossia trasformata in un campo magnetico circostante la stessa.

La corrente diventa alternata in quanto inverte la sua direzione alla frequenza di risonanza del circuito sintonizzato. I cicli successivi si ripeterebbero all'infinito se il circuito non avesse una certa resistenza, la quale, essendo inevitabilmente presente, dissipa una certa quantità di energia durante ogni ciclo, facendo diminuire perciò l'ampiezza, ma — si noti — lasciando inalterata la frequenza.

Per produrre una corrente alternata persistente in un circuito oscillante in parallelo, basta supplire alle perdite dovute a detta resistenza. A volte, è sufficiente una potenza minima per mantenere in oscillazione una corrente considerevole in un circuito risonante.

La corrente alternata che si genera nel modo che abbiamo accennato viene denominata **corrente oscillatoria.**

I circuiti oscillanti che la producono vengono detti « circuiti serbatoio » (« tank circuit » in inglese), per il fatto che essi sono in grado di immagazzinare l'energia atta ad oscillare, oppure circuiti « volano » per il loro effetto di inerzia.

Resistenza effettiva alla c.a.

Rivediamo ora gli effetti della resistenza in un circuito risonante.

Sia nel tipo in serie che nel tipo in parallelo, essa riduce l'acutezza della curva di risonanza, ossia riduce la selettività del circuito.

Nel circuito in parallelo, la resistenza riduce l'impedenza totale, che è massima alla frequenza di risonanza, e come conseguenza la corrente di linea aumenta.

L'impedenza del circuito in serie, che è minima in condizioni di risonanza, viene aumentata dalla resistenza, con la conseguenza di una diminuzione della corrente di linea.

La resistenza aumenta quindi la potenza dispersa di qualsiasi circuito.

Nei circuiti risonanti la maggior parte delle perdite si espleta nella bobina. Queste perdite sono dovute alla resistenza ohmica, all'isteresi, alle correnti di Foucault, e ad altri effetti propri delle bobine.

La resistenza di ogni circuito può perciò essere definita in termini di potenza dissipata. Essa può essere consumata sotto forma di calore, di irradiazione, nonché di accoppiamento magnetico con altri circuiti.

Le perdite causate dalla resistenza ohmica avvengono con produzione di energia termica; sappiamo che il valore efficace di una corrente o tensione a c.a. è quel valore che, in una resistenza, produce una quantità di calore pari a quello prodotto dal corrispondente valore di corrente o tensione continua (vedi figura 34 G).

Tuttavia, riferendoci alla corrente alternata nei circuiti reattivi, è possibile venga dissipata una certa potenza senza produzione di calore. Ad esempio, può essere dissipata potenza a causa dell'irradiazione.

Un conduttore che sia sede di corrente alternata ad Alta Frequenza irradia energia sotto forma di radioonde. Tale filo presenta una sua resistenza di irradiazione che corrisponde al rapporto tra la potenza totale irradiata ed il quadrato della corrente.

Le antenne sono quindi progettate in modo tale da presentare una notevole resistenza di irradiazione, con la minima resistenza ohmica possibile, onde evitare che la potenza si dissipi in calore e non più in irradiazione, come necessario.

Un circuito percorso da c.a. può consumare energia in quantità molto maggiore che non un circuito percorso da corrente continua. Nei confronti della c.a. il termine « resistenza » si riferisce a tutti i fenomeni che dissipano energia in modo tale che essa non possa essere ricuperata a beneficio del circuito stesso.

La resistenza riferita rispetto al consumo di potenza a c.a. viene definita **resistenza effettiva alla corrente alternata.**

Essa è maggiore della resistenza ohmica a causa delle correnti di Foucault, dell'isteresi, dell'effetto pellicolare (quello cioè di cui si è detto alla lezione sulle induttanze e secondo il quale le correnti alternate ad A.F. tendono a percorrere soltanto la superficie esterna dei conduttori), nonché di altri fenomeni.

Le correnti parassite determinano perdite termiche in quanto sono correnti indotte in qualsiasi conduttore che si trovi all'interno del campo magnetico variabile del circuito. Esse sono in modo particolare causa di inconvenienti nei nuclei ferrosi dei trasformatori.

L'isteresi aumenta le perdite di calore nei conduttori di materiali magnetici, nonché in tutti i componenti circostanti costituiti da tali materiali.

L'effetto pellicolare costituisce perdite di potenza nei circuiti a c.a. ad Alta Frequenza; la distribuzione non uniforme della corrente che attraversa un conduttore è più pronunciata in

una bobina che non in un comune collegamento. Nei confronti delle frequenze elevate, la resistenza effettiva alla c.a. può essere da 10 a 100 volte quella effettiva alla corrente continua.

È della massima importanza evitare di confondere la resistenza alla c.a. di una bobina con la sua reattanza, ed è opportuno specificare che, in ogni considerazione relativa alle caratteristiche di un componente funzionante in c.a., « la resistenza denunciata si riferisce sempre al valore effettivo della stessa ».

Analogie tre le risonanze

Tra la risonanza in serie e quella in parallelo sussistono delle analogie che è interessante rilevare.

Anzitutto facciamo osservare che la impedenza di un circuito risonante in parallelo è circa eguale al rapporto tra la reattanza al quadrato di un lato del circuito alla frequenza di risonanza e l'impedenza in serie dello stesso circuito.

Conseguentemente, la curva della impedenza in funzione della frequenza di un circuito risonante in parallelo ha la stessa forma della curva della corrente alternata che circolerebbe nel medesimo circuito LCR collegato in serie con il generatore; ciò perché tanto l'impedenza del circuito risonante in parallelo come la corrente alternata nel circuito in serie, sono inversamente proporzionali alla impedenza in serie del circuito.

Nel circuito in serie le tensioni ai capi della capacità e dell'induttanza sono entrambe molto più grandi della tensione applicata dal generatore al circuito per frequenze vicine a quella di risonanza.

Ciò è possibile perché le tensioni ai capi della capacità e dell'induttanza sono sfasate di 180° e perciò, essendo di segno opposto, la loro somma algebrica è molto minore di ciascuna di esse (in condizioni di risonanza è zero).

Siccome la corrente alternata è, a risonanza,

$$\text{pari a } \frac{E}{R} \text{ si ha } V_L = EQ$$

ove Q è il fattore di merito del circuito.

La tensione V_C ai capi della capacità a risonanza è pure $V_C = EQ$, analogamente a quanto abbiamo già visto per l'induttanza.

Nel circuito in parallelo, in condizioni di risonanza, i valori assunti dalla corrente alternata nei due lati sono pressoché eguali essendo R piccolo rispetto ad X_L; essi sono uno in anticipo ed uno in ritardo, anzi, data la piccolezza di R, sono quasi in opposizione di fase rispetto al circuito esterno e quindi in fase se considerati facenti parte del circuito R, L, C in serie, o circuito interno.

Quindi, sebbene il valore I della corrente alternata del generatore sia molto piccolo a risonanza, i valori della c.a. nei due lati del circuito sono molto grandi (Q volte la I) e non descrivono una curva di risonanza.

Alla frequenza di risonanza vi è quindi una corrente alternata elevata che circola internamente al circuito sintonizzato mentre la corrente alternata del generatore può essere appena sufficiente per compensare le perdite nel circuito.

Infatti, se la perdita (ossia la resistenza effettiva di R del circuito) è piccola, la corrente alternata del generatore è corrispondentemente piccola.

A frequenze differenti da quella di risonanza, invece, la corrente alternata del generatore deve aumentare poiché quest'ultimo deve fornire energia reattiva al circuito in parallelo oltre a sopperire alle perdite del circuito.

Il fattore "Q" di una bobina

Dal momento che la resistenza di un circuito sintonizzato è essenzialmente nella bobina il rapporto tra la reattanza induttiva e la sua resistenza costituisce la misura dell'efficienza o « rendimento » di quella bobina.

In proposito ci richiamiamo a quanto abbiamo già detto alla nostra lezione 9ª a pagina 16 m.

Detto rapporto vale anche agli effetti dell'intero circuito per determinarne la qualità. Esso è definito dalla lettera Q, ed espresso dalla formula:

$$Q = X_L : R$$

Il valore di Q viene a volte denominato, come già sappiamo, « fattore di merito della bobina ».

La resistenza effettiva di una bobina è proporzionale alla frequenza in modo approssimativo, mentre la reattanza induttiva lo è in maniera esatta. Per questo motivo il fattore Q resta pressoché costante per un'ampia gamma di frequenze, pur diminuendo leggermente con l'aumentare delle stesse.

Mentre un circuito con un alto valore di Q ha una curva di risonanza appuntita, un circuito con un basso valore di Q ha invece una curva piuttosto piatta (vedi ancora, figura 38 P).

Il Q di un circuito risonante la cui bobina sia avvolta su di un nucleo di materiale ferroso varia da 10 a 100. Le cavità risonanti rivestite in argento ed usate nei circuiti per onde ultracorte hanno un fattore Q che raggiunge il valore di 30 000.

Un altro metodo per definire il fattore di merito consiste nel dire che esso è un confronto tra la potenza totale presente in un circuito sintonizzato e la potenza dissipata dalla sua resistenza.

L'impedenza di un circuito risonante in parallelo alla frequenza di risonanza corrisponde a Q volte la reattanza o della bobina o del condensatore. Quindi:

$$Z = QX_L = QX_C$$

($X_L = X_C$ in condizione di risonanza)

e, dal momento che: $Q = X_L : R$

eseguendo la sostituzione rispetto a Q, si ha che:

$$Z = \frac{X_L X_L}{R} = \frac{X_L^2}{R}$$

La corrente che circola in un circuito oscillante risonante in parallelo equivale a Q volte la corrente di linea:

$$I_{oscillatore} = QI_{linea}$$

Variazione del "Q" con la frequenza

Si noti che il valore del fattore di merito varia con la frequenza, in quanto la reattanza e la resistenza variano con la frequenza stessa con legge diversa.

Pertanto, le bobine sono normalmente realizzate in modo che in corrispondenza della frequenza di lavoro si abbia un valore di Q più elevato possibile.

Il Q di un condensatore è normalmente molto più alto di quello della migliore induttanza ed è per questa ragione che, in generale, è il fattore di merito della induttanza che determina e limita il valore del Q dell'intero circuito.

Alle Basse Frequenze, in particolare nella gamma delle frequenze audio, le perdite nel nucleo — in una induttanza a nucleo di ferro — riducono notevolmente il Q rispetto al valore che si avrebbe dividendo, secondo la formula precedentemente riportata, la reattanza induttiva X_L per la resistenza ohmica R della bobina.

Ovviamente, le perdite nel nucleo hanno lo stesso effetto di una perdita per resistenza ohmica.

Effetto dell'accoppiamento sull'impedenza

Se un circuito risonante in parallelo è accoppiato con un altro circuito, per esempio con il circuito di una antenna trasmittente, la impedenza e l'effettivo Q del circuito parallelo, è tanto minore quanto maggiore è l'accoppiamento.

L'effetto di un accoppiamento molto stretto è lo stesso di quello di una resistenza che si aggiunge in serie con il circuito risonante in parallelo. Si può ritenere che il circuito di carico abbia l'effetto di « riflettere » nel circuito principale una certa resistenza.

Lo strumento misuratore della risonanza che descriviamo a pagina 25 p basa il suo funzionamento — in parte — anche su questo fenomeno.

"Q" di un circuito con carico e senza

Spesso non è chiara la relazione fra il Q di un circuito volano anodico di un amplificatore di potenza a radio frequenza nel caso in cui esiste il carico e nel caso opposto.

Normalmente il Q del circuito caricato dipende principalmente dai seguenti fattori: condizioni di lavoro dell'amplificatore, estensione delle bande del segnale da emettere, massimo livello ammissibile delle armoniche ed altri fattori.

Il valore usuale del fattore Q di un amplificatore a radio frequenza per radiocomunicazioni, con carico, varia da 6 a 20.

Il Q di un circuito volano scarico determina il rendimento del circuito stesso, ed è determinato dalle perdite della induttanza e da quelle nel condensatore che normalmente sono molto basse.

Se il circuito volano dello stadio di Alta Frequenza ha la bobina con diametro abbastanza grande, il fattore di merito, in assenza di carico, ha un valore compreso fra 500 ed 800; comunemente non inferiore a 300.

Noti il lettore che le considerazioni sommarie precedentemente esposte saranno riprese ed analizzate in maggior dettaglio e spazio quando affronteremo l'argomento tanto interessante quanto importante della trasmissione radio. Abbiamo voluto già da ora fare qui qualche richiamo specifico sul significato pratico del fattore di merito onde porre in risalto la sua grande importanza.

Filtri

Sappiamo, generalmente, che cosa siano i filtri meccanici: dispositivi che lasciano passare determinati ingredienti mentre ne respingono altri indesiderati.

Del pari, in elettronica, i filtri selezionano l'energia di una frequenza desiderata, o di una gamma di frequenze, e respingono quella delle frequenze indesiderate.

Abbiamo visto come la reattanza di una bobina e di un condensatore vari col variare della frequenza; di conseguenza, mediante varie sistemazioni di bobine, condensatori e circuiti sintonizzanti, è possibile separare non soltanto la corrente continua (frequenza zero) da quella alternata, ma anche correnti alternate di differenti frequenze.

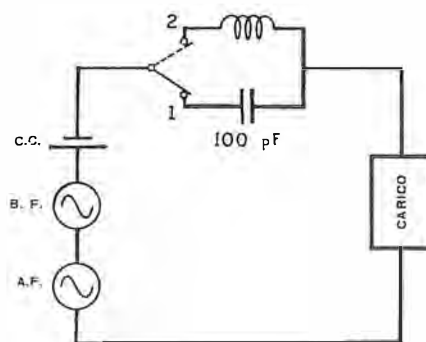


Fig. 39 P - La tensione delle tre diverse sorgenti raggiunge o meno il carico a seconda che il commutatore sia su 1 o su 2, in relazione al tipo di f.e.m. (corr. continua, c.a. frequenza alta, frequenza bassa). Con il valore indicato per il condensatore passa unicamente la frequenza alta: con l'impedenza passano corrente continua e frequenze basse.

L'impiego di sole resistenze non permette di effettuare un'azione di filtraggio in quanto viene opposta la medesima resistenza a tutte le correnti, indipendentemente dalla frequenza. Tuttavia, allorché resistenza e capacità vengono combinate in un circuito di filtraggio, la resistenza regola la velocità di carica e di scarica della capacità ed influisce allora sulla discriminazione di frequenza del filtro così costituito.

Prima di parlare delle diverse classi dei filtri, è opportuno considerare gli effetti dei singoli condensatori e induttanze collegate in serie o in parallelo ad un carico. La **figura 39 P** illustra un circuito provvisto di tre sorgenti di forza elettromotrice, e precisamente una batteria che fornisce c.c., un alternatore che produce c.a. a frequenza bassa, ed un secondo alternatore che fornisce c.a. a frequenza alta.

Quando il commutatore è in posizione « 1 », la capacità è inserita nel circuito.

La c.c. è completamente eliminata in quanto il condensatore oppone un'impedenza infinita al suo passaggio. La c.a. a frequenza bassa viene notevolmente attenuata dalla piccola capacità dato che la sua reattanza è molto grande rispetto alle frequenze basse. Tuttavia, l'impedenza della capacità è molto lieve rispetto alle frequenze elevate (eventualmente, radiofrequenze), per cui la corrispondente corrente può scorrere liberamente nel circuito.

Quando invece, il commutatore è in posizione « 2 » è la bobina che risulta in serie al carico.

La corrente continua viene attenuata molto poco. Egualmente — dal momento che X_L è direttamente proporzionale alla frequenza — la reattanza opposta alle frequenze basse è minima, mentre l'impedenza opposta alle frequenze alte è talmente elevata che, per la maggior parte non possono raggiungere il carico.

La **figura 40 P** illustra un circuito provvisto delle medesime sorgenti di energia presenti nel circuito precedente, con la differenza che il commutatore permette di inserire o la bobina, o il condensatore, in parallelo al carico invece che in serie.

In posizione « 1 » il condensatore si trova in

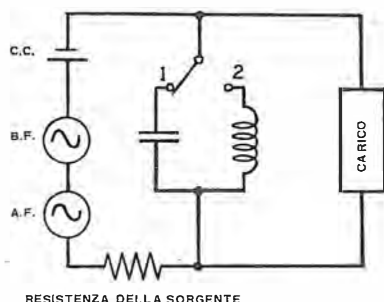


Fig. 40 P - Ponendo il condensatore o l'induttanza in parallelo al carico anziché in serie come nella figura precedente, le diverse f.e.m. si comportano in maniera opposta circa il raggiungimento o meno del carico: col condensatore inserito, al carico pervengono la c. continua e le frequenze basse mentre inserendo l'induttanza giungono solo le frequenze alte.

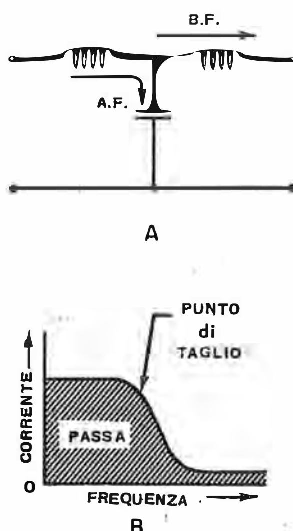


Fig. 41 P - In A un filtro « passa basso ». Va considerato come un assieme di circuiti in serie e in parallelo. Le frequenze alte che superano la prima induttanza trovano più facile via tramite il condensatore: quelle basse invece incontrano minore ostacolo nell'induttanza: per questo, passano esse sole, come illustrato in B.

parallelo al carico, e, mentre la c.c. e quella alternata a bassa frequenza non passano attraverso l'alta reattanza capacitiva da esso offerta — per cui scorrono principalmente attraverso il carico — la corrente a frequenza alta può invece preferire il condensatore, attraversandolo.

L'effetto opposto si verifica quando, spostando il commutatore in posizione « 2 », si connette invece, la bobina in parallelo al carico.

In questo caso le correnti ad alta frequenza scelgono la strada che offre loro la minore opposizione, passano cioè attraverso il carico in quanto il ramo induttivo presenta una reattanza che costituisce un notevole impedimento.

La c.c. e quella alternata a frequenza bassa vengono invece sottratte al carico perché passano attraverso la bobina che presenta per loro una bassa reattanza.

FILTRO PASSA - BASSO

La **figura 41 P** illustra in **A** un filtro di questo tipo.

Esso, come è denunciato dal suo stesso nome, permette il passaggio delle sole frequenze basse tra quelle eventualmente facenti parte di correnti complesse formate da varie frequenze di vario valore.

Il funzionamento di questo filtro può essere illustrato considerando semplicemente il suo effetto come circuito d'assieme in serie e in parallelo.

La sezione in serie è costituita da induttanze, e noi sappiamo che l'impedenza delle induttanze è proporzionale alla frequenza: pertanto, con l'aumentare di quest'ultima, l'impedenza stessa aumenta rendendo difficile il passaggio alle frequenze elevate.

In altre parole, una induttanza in serie permette il libero passaggio delle correnti alternate a bassa frequenza, mentre offre una impedenza notevole alle correnti ad alta frequenza.

D'altro canto, la sezione in parallelo del filtro (ossia il condensatore) offre una minima impedenza alle frequenze elevate, mentre si comporta pressoché come un circuito aperto nei confronti delle frequenze basse; perciò, la corrente si divide nel filtro come è illustrato in **B** della figura. Le frequenze alte sono filtrate e solo quelle basse passano.

I valori di induttanza e di capacità possono essere regolati in modo tale che le frequenze subiscano una minima attenuazione fino ad un certo valore (**frequenza di taglio**), ed una attenuazione massima oltre tale valore.

Naturalmente, non esiste un limite intermedio ben determinato in quanto, come si è detto, la reattanza varia col variare della frequenza, per cui ogni filtro passa basso avrà una sua particolare curva di risposta come quella illustrata appunto, nella seconda sezione della figura.

FILTRO PASSA - ALTO

La **figura 42 P** mostra un esempio di tale filtro.

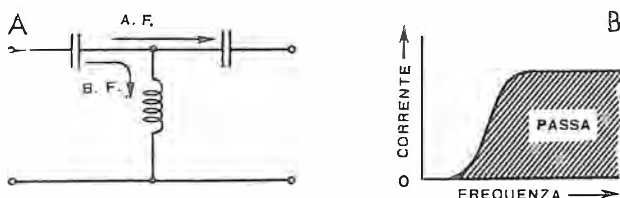


Fig. 42 P - Si tratta di un filtro che compie funzioni inverse a quelle del filtro della figura precedente e che viene detto perciò « passa alto ». Come si vede, è invertita la posizione degli elementi (induttanza e capacità) per cui le frequenze alte preferiscono la via capacitiva e pervengono al carico, mentre quelle basse, dopo il primo condensatore, si avviano di preferenza all'induttanza e non giungono al carico. Il risultato è illustrato in B.

Le capacità in serie offrono una impedenza bassa alle frequenze elevate, mentre a tali frequenze viene offerta una impedenza notevole da parte dell'induttanza collegata in parallelo.

Ne consegue, che le correnti ad Alta Frequenza passano attraverso il filtro subendo soltanto una lieve attenuazione.

Le Basse Frequenze vengono attenuate notevolmente in quanto i componenti si comportano nei loro confronti in maniera opposta, ossia offrono un'alta reattanza capacitiva in serie ed una bassa reattanza induttiva in parallelo. Diversamente dal filtro precedente, mentre le frequenze basse vengono filtrate, le frequenze alte possono passare pressoché indisturbate.

La sezione **B** della figura illustra la curva di risposta di questo tipo di filtro.

I valori dei componenti possono essere regolati in modo tale da permettere l'attenuazione desiderata in maniera che sia massima alle frequenze da eliminare e minima a quelle necessarie.

FILTRO PASSA - BANDA

Un filtro passa banda come quello illustrato in **A** della **figura 43 P**, ha il compito di permettere il passaggio di correnti le cui frequenze sono contenute entro una gamma continua limitata da un valore massimo e da un valore minimo (frequenze di taglio).

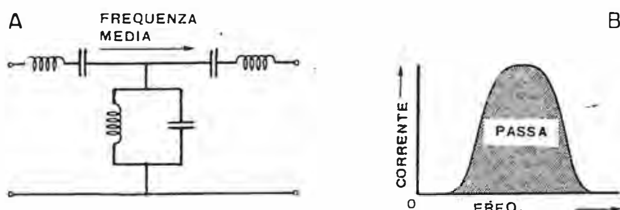


Fig. 43 P - Filtro « passa banda ». La sezione in parallelo è un circuito risonante sulla gamma di frequenza che si vuole far passare: esso offre facile passaggio a tutte le altre frequenze e perciò le devia. Le sezioni in serie sono risonanti anch'esse sulla banda desiderata in uscita: pongono ostacolo a tutte le frequenze tranne che a quelle della banda passante. In B è riprodotto l'effetto del filtro.

In questo tipo di filtro la sezione « shunt » è un circuito risonante in parallelo, il quale risuona alle frequenze comprese nella gamma desiderata, cioè quella da far passare. Le sezioni in serie sono altrettanti circuiti risonanti in serie sulle medesime frequenze.

In tal modo esse oppongono un'alta impedenza a tutte le frequenze al di qua e al di là della gamma scelta. Il risultato è che solo la banda di frequenza desiderata passa attraverso il filtro mentre tutte le altre frequenze sono impedite.

Anche in questo caso i componenti possono essere regolati opportunamente.

La sezione **B** della figura mostra la curva di risposta di un circuito di questo tipo.

FILTRO ELIMINAZIONE DI BANDA

Il compito di questo tipo di filtro consiste: **1)** nella soppressione di tutte le frequenze comprese entro una determinata gamma, limitata dalle frequenze di taglio superiore ed inferiore e, **2)** nel permettere il passaggio a tutte le frequenze al di fuori di tale banda.

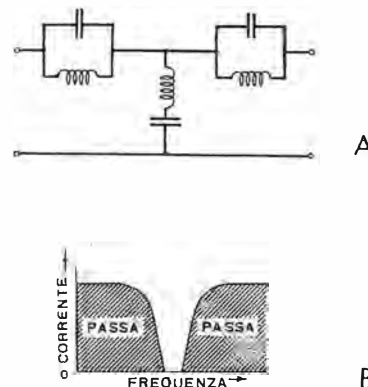


Fig. 44 P - Filtro per « eliminazione di banda ». Invertendo la disposizione dei circuiti risonanti (serie-parallelo) adottati nel filtro di figura 43 P, si può ottenere l'effetto contrario, ossia l'eliminazione di una banda di frequenza ed il passaggio di tutte le altre, inferiori e superiori. In B quanto si ottiene all'uscita del filtro. Limiti e posizione della banda dipendono, naturalmente, dai valori adottati.

La **figura 44 P** ne illustra in **A** un esempio; nella sezione **B** è visibile la caratteristica di frequenza.

I circuiti risonanti in parallelo costituenti il ramo in serie offrono una impedenza elevata a tutte le frequenze indesiderate.

La sezione di « shunt », costituita da un circuito risonante in serie, si comporta pressoché come un cortocircuito nei confronti di tali frequenze e impedisce quindi il passaggio attraverso il carico.

Tutte le altre frequenze, superiori o inferiori alla banda da eliminare, trovano in tale filtro una minima impedenza attraverso i circuiti risonanti in parallelo, ed una notevole impedenza nella sezione in parallelo, per cui possono passare per raggiungere il carico.

APPLICAZIONI GENERALI

I filtri comunemente intesi vengono usati nei circuiti di alimentazione derivati dalla rete c.a. Infatti, la tensione alternata viene in un primo tempo rettificata e quindi trasformata in c.c. pulsante, la quale scorre in un'unica direzione. Allo scopo di eliminare le pulsazioni e di livellare la corrente stessa, si usa un filtro passa basso la cui frequenza di taglio sia inferiore alla frequenza delle pulsazioni (generalmente 50 o 100 Hz).

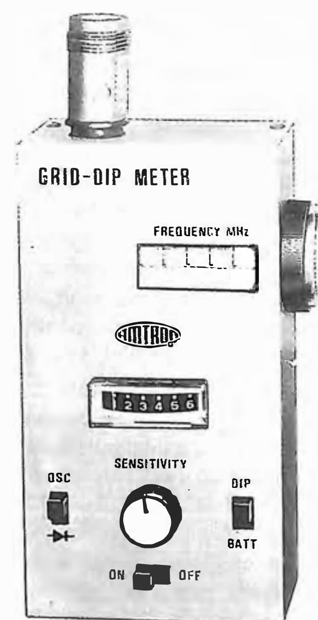
La corrente continua pulsante di cui si è detto può essere considerata come composta di c.c. più una componente alternata; il filtro passa basso elimina la componente c.a. permettendo il passaggio della sola c.c.

I filtri passa banda vengono usati invece nei circuiti di sintonia dei ricevitori a stadi accordati, nonché nei ricevitori « supereterodina ». Vedremo a suo tempo il loro pratico impiego.

È possibile usare i filtri, in serie tra loro, per ottenere un migliore filtraggio. Ad esempio, due filtri passa basso in serie eliminano frequenze indesiderate meglio di una sezione sola, per cui può, a volte, essere necessario l'uso di diverse cellule filtranti.

Un misuratore della risonanza

Un circuito oscillante — accordabile con precisione su di una vasta gamma di frequenza (da 2,8 a 155 MHz) — che indica all'operatore caratteristiche e risonanza di altri circuiti, sia attivi che passivi. Un'adeguata struttura meccanica gli conferisce la necessaria stabilità nonché doti di precisione; un particolare transistore FET apporta il pregio di una sensibilità elevata. Alimentazione autonoma.



A rigore di termini lo strumento che presentiamo si dovrebbe correttamente chiamare « ondametro ad assorbimento », ma il termine « dipmeter » oppure « grid-dip » per tale misuratore è entrato ormai nella lingua corrente degli appassionati di elettronica.

Questo strumento differisce dalle versioni apparse finora, per l'uso di un oscillatore che ricorre ad un transistore particolare, detto ad « effetto di campo » (FET), che conferisce maggiore sensibilità ed efficacia.

Il rivelatore delle tensioni a radio frequenza costituisce un elemento separato del circuito, e la sua tensione d'uscita è amplificata per rendere l'insieme estremamente sensibile.

È possibile commutare lo strumento in modo da escludere l'oscillatore. In questo caso avremo un misuratore selettivo di campo elettromagnetico.

La taratura della scala è di grande affidabilità, in quanto l'uso di un circuito stampato per il circuito in alta frequenza, e la limitazione al massimo dei collegamenti in filo, la rigidità della costruzione meccanica e l'uso di cinque bobine pretarate per le varie gamme di frequenza, rende minimo lo scarto tra i vari strumenti dovuto a ragioni costruttive.

Un apposito commutatore permette di verificare in ogni istante lo stato di carica della batteria, che è, naturalmente, incorporata nell'apparecchiatura.

È uno strumento versatile ed utile a disposizione del dilettante che si occupa di alte frequenze.

Esso trova un limite di precisione soltanto nella precisione della taratura della scala; la sua semplicità, la sua maneggevolezza, il suo vasto campo di misura, lo rendono indispensabile ovunque la misura non richiede tanto di essere esattissima quanto di essere pratica e celere.

Principio di funzionamento

L'oscillatore, che è il cuore di questo strumento, deve funzionare in classe C, ossia, se fosse a valvola, con una determinata corrente di griglia. Tale corrente ha un dato valore se il circuito oscillante di carico dell'oscillatore non eroga potenza. Se però si accoppia a questo circuito-oscillante un altro circuito in anello chiuso, è come se si caricasse quello del-

l'oscillatore con una resistenza, proporzionale alle caratteristiche fisiche del circuito da controllare, ed al grado del suo accoppiamento con il circuito oscillante dello strumento.

Assorbendo in questo modo energia dall'oscillatore, si provoca una diminuzione della retroazione, con conseguente abbassamento della corrente di griglia in questione.

Siccome un circuito oscillante assorbe la massima energia quando è perfettamente sintonizzato con la frequenza dell'oscillatore, come abbiamo da poco appreso, è ovvia l'applicazione dello strumento per la verifica di un circuito accordato in parallelo in rapporto alla frequenza di un oscillatore, che ci è nota.

Quindi riassumendo, si nota la diminuzione della corrente di griglia quando la frequenza dell'oscillatore del « dip-meter » coincide con quella propria del circuito che vogliamo esaminare.

Lo strumento effettua la misura solo su circuiti oscillanti in parallelo, ma questo non costituisce un limite, sia perché la maggior parte dei circuiti oscillanti nelle apparecchiature è di questo tipo, sia perché la frequenza di risonanza di un circuito in serie è esattamente la medesima di quella di un circuito parallelo formato dai medesimi valori dei componenti.

Vedremo in seguito una piccola serie di misure e verifiche che è possibile eseguire, ma questa sarà ovviamente incompleta, perché, con una certa pratica, si possono trovare sempre nuove applicazioni.

☆ ☆ ☆

Naturalmente al giorno d'oggi è assurdo utilizzare valvole per strumenti portatili. Il « dipmeter » è quindi passato alla versione allo stato solido, conservando solo nel suo nome un ricordo dell'epoca in cui le valvole erano l'unica possibilità.

Vi sono stati strumenti di questo tipo a transistori, ma le caratteristiche del transistore — in se stesso un ottimo amplificatore — ne rendono poco efficace la prestazione in questa applicazione.

La ragione consiste nel fatto che il transistore ha una resistenza all'elettrodo pilota molto bassa, che smorza in modo molto evidente qualsiasi circuito accordato che faccia capo a tale elettrodo. Di conseguenza il « dip » del transistore, pur essendoci, è molto meno evidente di quello della valvola.

Ora ci sono i semiconduttori FET (transistori a effetto di campo) che accoppiano alle elevate resistenze di ingresso proprie delle valvole, il piccolo ingombro, la facilità di alimentazione, e la robustezza meccanica propria dei transistori. Nel nostro caso facciamo uso di un FET a giunzione. Non entreremo in altri particolari circa il funzionamento di questi semiconduttori, in quanto la materia (semiconduttori) sarà presto oggetto di apposita lezione.

Parleremo invece più diffusamente di circuiti accordati, dato che lo scopo dello strumento è appunto di scoprire parecchie cose riguardanti il loro funzionamento e controllare, al caso, tutto ciò che si è imparato in teoria sull'argomento.

Più elevato è il « Q » e più bassa sarà la resistenza alla risonanza di un circuito accordato in serie, e viceversa più alta quella di un circuito parallelo.

Il valore del fattore di merito influisce anche sulla curva di risposta del circuito ottenuta ponendo in ascisse la frequenza ed in ordinate la tensione ai capi del circuito.

Tale curva presenterà rispettivamente un massimo ed un minimo (a seconda che si tratta di un circuito parallelo o serie) in corrispondenza della frequenza di risonanza. L'andamento fuori della risonanza avrà il ben noto andamento a campana della curva di passabanda (vedi pag. 16-17 p).

Tale banda, intesa come l'intervallo tra le due frequenze alle quali la risposta scende ad un valore pari a 0,707 del valore massimo (il ragionamento vale per circuiti paralleli; in caso di circuiti serie i termini vanno invertiti), è tanto più stretta quanto più alto è il « Q » del circuito risonante. Inoltre, la tensione che si può raggiungere ai capi aumenta con l'aumentare di « Q » che per questo è detto anche coefficiente di sovratensione (pag. 21 p).

Si vede quindi l'importanza di questo fattore negli amplificatori a radiofrequenza dove è preferibile avere a che fare con tensioni piuttosto che con correnti.

Prima di descrivere in particolare il funzionamento dello strumento lo supporremo costruito e funzionante e daremo un'occhiata panoramica alle varie possibilità d'uso che esso presenta.

Lo scopo principale è quello di misurare la frequenza di risonanza di un circuito parallelo L/C ad esso accoppiato.

Per effettuare questa misura il circuito da provare non ha bisogno di essere alimentato, in quanto l'oscillatore contenuto nello strumento provvede alla bisogna per effetto di mutua induzione.

Lo strumento ha la possibilità di essere collegato anche come rivelatore accordato, permettendo così di verificare l'esistenza (e di misurare approssimativamente l'intensità) di campi elettromagnetici prodotti da altri oscillatori, controllandone nello stesso tempo la frequenza.

Lo schema elettrico

Il circuito elettrico consiste di un oscillatore a FET, di un rivelatore duplicatore, e di un amplificatore della corrente continua che aziona lo strumento indicatore.

L'oscillatore è formato dal FET, Tr1.

Il FET è un componente ideale per la realizzazione di un oscillatore: esso ha, come abbiamo detto, un'alta impedenza d'ingresso e pos-

siede una reazione interna molto minore di quella di un transistore.

Come curve caratteristiche può essere paragonato ad un pentodo, ma, non essendoci l'effetto della griglia-schermo, che aumenta l'isolamento tra entrata ed uscita dal punto di vista capacitivo, la capacità tra « drain » e « gate » vale a dire tra l'elettrodo d'uscita e quello d'entrata, può essere paragonata a quella tra anodo e griglia di un triodo.

Naturalmente non si può parlare in un FET di corrente di « gate », come si parla di corrente di griglia in un triodo. Bisogna quindi adottare altri metodi per verificare l'assorbimento di potenza dal circuito oscillante.

L'oscillatore è del tipo Colpitts, a capacità divisa. Il circuito risonante è formato dal condensatore variabile a due sezioni CV e dalle varie bobine intercambiabili fornite con lo strumento. Tali bobine sono 5, innestabili in un apposito zoccolo, a seconda della gamma che si desidera esplorare. Le due bobine per le gamme di frequenza più basse sono provviste di una presa centrale che permette di ottenere una reazione più efficace e di facilitare l'innesco dell'oscillazione.

Il circuito oscillante è collegato al « drain » (D) solo per la corrente alternata, per mezzo del condensatore C1.

Il condensatore C2 fa arrivare la tensione alternata di reazione al « gate » (G).

Il circuito in corrente continua prevede la resistenza R2 che limita la corrente principale del FET, l'impedenza Z1 che, insieme al condensatore C5 impedisce alle correnti ad alta frequenza di raggiungere l'alimentazione.

La resistenza R1, di alto valore, porta la tensione di polarizzazione al « gate » e determina il punto di lavoro.

Il funzionamento si basa sul semplice fatto che, caricando l'uscita — ossia assorbendo potenza dal circuito oscillante — diminuisce l'ampiezza della tensione a radiofrequenza che circola nel circuito di « drain » del FET. Si ha in sostanza un effetto di modulazione della corrente in alta frequenza, che verrà riprodotta all'uscita del rivelatore formato da D1, D2, C4, P1 e che eliminerà la componente alternata. È come la modulazione per assorbimento sul circuito di aereo, tipo di modulazione che veniva usato tanti anni fa per certi piccoli trasmettitori.

L'accoppiamento con il rivelatore avviene solo per la corrente alternata attraverso il condensatore C3.

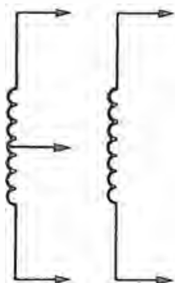
Il potenziometro P1, oltre che fornire un carico al circuito rivelatore, per mezzo del contatto strisciante parzializza la tensione positiva fornita alla base del successivo stadio di amplificazione, permettendo una regolazione della sensibilità dello strumento.

Il transistore Tr2 amplifica il segnale rivelato. La polarizzazione in assenza di segnale è negativa. Il segnale in arrivo però annulla questa polarizzazione fino a rendere la base sufficientemente positiva da permettere il passaggio tra collettore ed emettitore di una certa corrente.

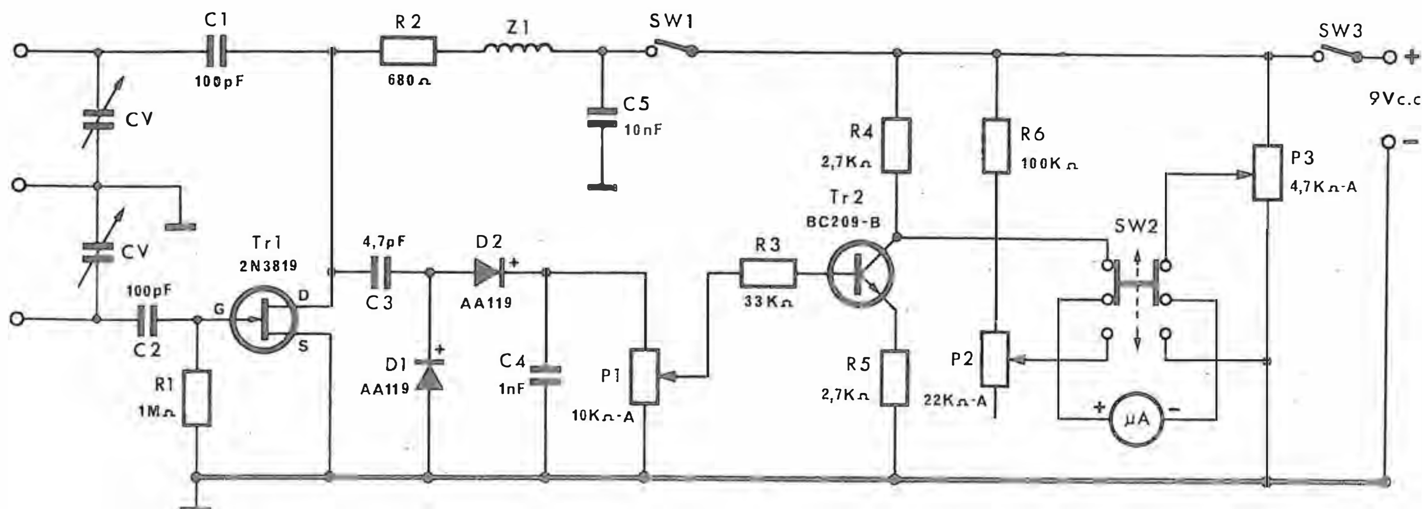
Tale corrente diminuirà la tensione al terminale di collettore per la caduta sulla resistenza di carico R4. Mediante il potenziometro P3 si bilancia la lancetta dello strumento indicatore in modo da rientrare nella scala.

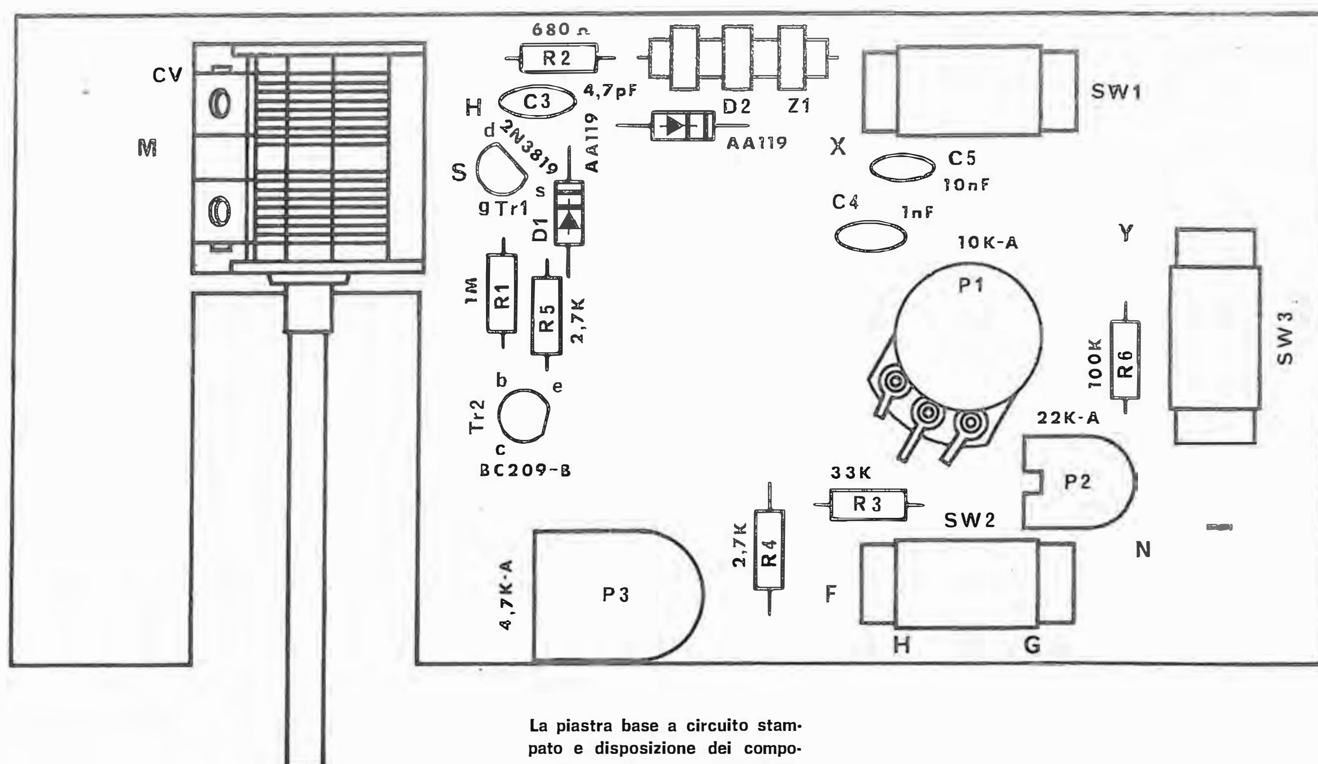
Nel caso che si verifichi un assorbimento nel circuito oscillante, la tensione positiva proveniente dal rivelatore diminuisce, quindi aumen-

BOBINE



L'apparecchio basa il suo funzionamento sull'accordo effettuato a mezzo del condensatore variabile doppio CV con la serie di 5 bobine intercambiabili, due delle quali sono esemplificate qui a lato. Il transistore Tr1 oscilla e allorché, con la bobina avvicinata al circuito sotto esame ci si trova in condizioni di eguaglianza di risonanza, il circuito rivelatore (D1-D2-C4-P1) denuncia l'assorbimento esterno con una variazione che, amplificata da Tr2 può essere letta sullo strumento.





La piastra base a circuito stampato e disposizione dei componenti su di essa. Sull'albero del condensatore variabile doppio, in ultimo viene inserita e fissata la manopola a tamburo, che è pretarata. Tutto il materiale necessario (kit) alla costruzione è individuabile con la sigla UK 402 nella serie Amtron.

ta la resistenza del transistore Tr2 e di conseguenza la tensione al collettore. Tale aumento è segnalato dallo strumento indicatore la cui lancetta si sposterà verso l'alto della scala.

In questo amplificatore ad accoppiamento diretto l'effetto della deriva termica è reso minimo mediante l'impiego di un transistore al silicio e di una adeguata controreazione fornita dalla resistenza R5.

Il potenziometro P2 serve a portare l'indice dello strumento al giusto punto della scala durante il controllo della tensione di batteria.

L'interruttore SW1 disconnette l'alimentazione dell'oscillatore. Con tale interruttore aperto lo strumento funziona da rivelatore a cristallo, in quanto il segnale captato dal circuito accordato viene direttamente trasmesso al rivelatore attraverso i condensatori C1 e C3.

Il resto del circuito funziona in modo normale, provenendo il segnale da una sorgente esterna anziché dall'oscillatore dello strumento.

Il deviatore SW2 commuta lo strumento tra il funzionamento normale e la disposizione per il controllo dell'efficienza della batteria.

Misure

Frequenza di risonanza

La misura si esegue connettendo una induttanza dal valore ignoto in parallelo ad un condensatore dal valore ignoto.

Se la frequenza di risonanza di questo circuito, che non va connesso a nessuna sorgente di segnale ma lasciato semplicemente isolato, rientra nel campo di misura del « dip-meter », tenendolo accoppiato con il circuito da misurare e manovrando la sintonia, ad un certo punto vedremo che l'indice dello strumento farà un balzo in avanti.

Ora dovremo prendere atto di alcune precauzioni da usare.

Se lo strumento continua a mostrare il « dip » anche allontanandolo di molto dal circuito in prova, tale « dip » non sarà dovuto alla sintonia con il circuito in prova, ma ad altre cause, come per esempio forti emissioni di radio frequenza dovute a trasmittenti locali di radiodiffusione o di televisione.

In questo caso bisogna continuare con la prova, cambiando eventualmente le varie bobine di accordo fornite insieme allo strumento.

Ad un certo punto vedremo apparire il « dip » che scompare quando ci allontaniamo dal circuito sotto misura.

L'effetto del circuito da verificare sulla frequenza del circuito dell'oscillatore di misura si manifesta — a causa della mutua induzione — come una variazione dell'induttanza effettiva di entrambi e quindi della frequenza di risonanza, portando ad una sia pur lieve inesattezza della misura.

Quindi, bisogna ora continuare ad esplorare la scala con piccoli movimenti della manopola del variabile, allontanandoci sempre di più dal circuito che stiamo misurando, finché il « dip » sullo strumento sarà appena avvertibile.

Una lettura sulla scala delle frequenze in questo momento, ci darà esattamente la frequenza propria di oscillazione del circuito sotto prova.

Se di questo circuito dovremo fare uso come trappola (ossia disponendolo in serie per mandare a terra una frequenza non desiderata) non avremo altro da fare che disconnettere con molta precauzione il condensatore dalla bobina su un lato, e connettere i due capi che così si renderanno liberi, uno alla linea di trasmissione dell'alta frequenza all'amplificatore, e l'altro alla massa generale. Avremo così la « trappola » tarata.

Succede talvolta, in certi tipi di ricevitori previsti per determinate frequenze, che una trasmittente molto potente e vicina riesca ad entrare nel canale a media frequenza nonostante la cura messa nel progetto per evitare l'intermodulazione o l'effetto della frequenza immagine.

In questo caso l'unico rimedio è di disporre all'ingresso del ricevitore una trappola che elimini quella particolare frequenza.

Una volta stabilita la esatta frequenza della stazione disturbatrice, cosa che si può fare con lo stesso « dip-meter » (infatti quando l'oscillatore del « dip » è in sintonia con la stazione disturbante, questa viene silenziata dall'effetto predominante dell'oscillatore vicino), si provvede a costruire un circuito trappola come detto sopra ed a disporlo in parallelo all'ingresso del ricevitore.

Il rapporto tra la capacità e l'induttanza del circuito trappola si sceglierà tenendo in considerazione la larghezza di banda occupata dalla stazione che vogliamo eliminare. Per una stazione televisiva che trasmette su banda molto larga, dovremo aumentare la capacità a scapito dell'induttanza, allargando così la banda della trappola introducendo se necessario delle resistenze di smorzamento.

In caso diverso dovremo diminuire la capacità aumentando l'induttanza ed il « Q » del circuito trappola, tenendo conto della seguente formula che ci dà la larghezza di banda di un circuito accordato semplice:

$$\text{Larghezza di banda a 3 dB} = \frac{\text{Frequenza di risonanza}}{Q}$$

Tenendo presente che il « Q » del circuito completo è maggiormente influenzato dalle caratteristiche dell'induttore e che alle alte frequenze, entro certi limiti, è più facile ottenere « Q » più elevati aumentando l'induttanza, si vede come per bande particolarmente strette convenga aumentare l'induttanza a scapito della capacità. Questo accorgimento aumenterà anche il « Q » a carico, poiché questo è costituito da una resistenza di maggior valore.

Valore di un'induttanza

Si sa che in genere sui condensatori si trova stampigliato il valore della capacità, insieme ad altre eventuali indicazioni atte a stabilire la tolleranza entro cui può variare il valore indicato, la sua dipendenza dalla temperatura, ecc.

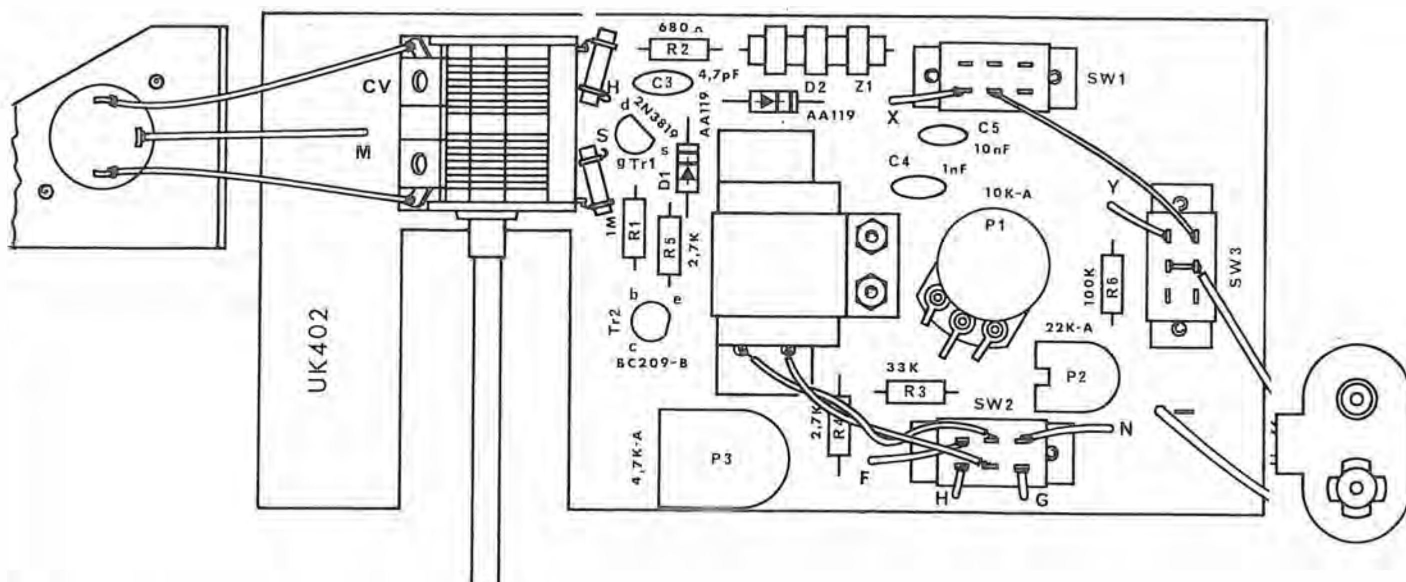
Quindi, mettendo il nostro condensatore noto in parallelo alla induttanza, ignota, si può trovare con il « dip-meter » la frequenza di risonanza del circuito così formato.

Usando quindi la formula generale della risonanza, possiamo trovare il valore dell'induttanza:

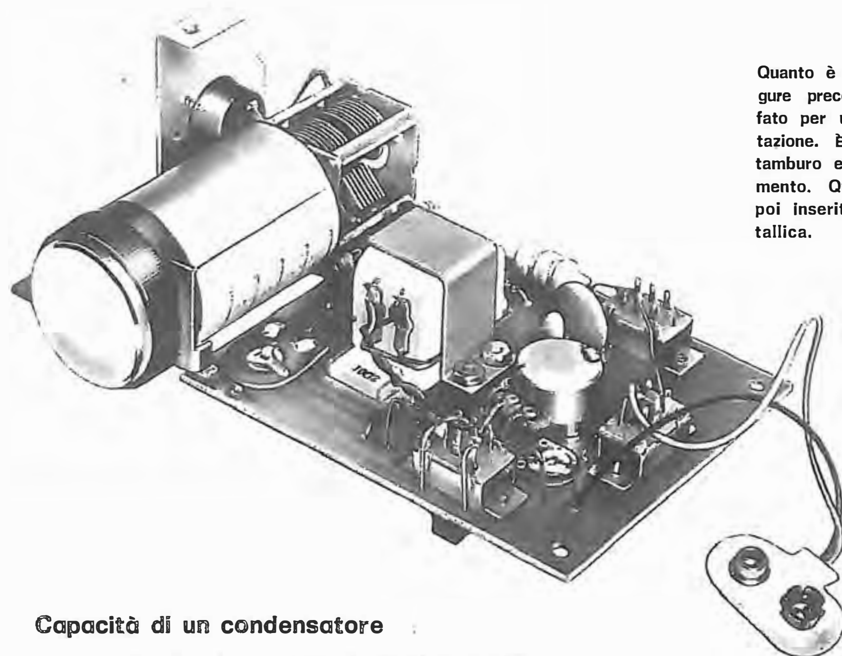
$$L = \frac{1}{4\,\pi^2\,f^2\,C}$$

Disporremo ora di una bobina di induttanza il cui valore ci sarà noto entro determinati limiti di tolleranza.

Questo è comodo in quanto in genere, se i condensatori sono sempre di produzione industriale e di capacità ben definita, le induttanze sono spesso autocostruite ed il loro valore è di difficile previsione in quanto dipendente da fattori molto diversi.



Dopo l'inserzione dei componenti sulla piastra, si completa il montaggio con alcuni collegamenti a conduttore, qui indicati. Tra l'altro, due di essi (a destra) collegano i clips di attacco della batteria, ed altri tre (a sinistra) si dirigono allo zoccolo destinato all'innesto delle bobine.



Quanto è indicato dalle due figure precedenti è qui fotografato per una migliore interpretazione. È visibile, in più, il tamburo e nel centro, lo strumento. Questo assieme viene poi inserito nella custodia metallica.

Capacità di un condensatore

Disponendo di un'induttanza di cui si conosca il valore, costituita in modo che le sue caratteristiche siano elettricamente e meccanicamente stabili, si può trovare con essa il valore della capacità ignota di un condensatore (per esempio un condensatore variabile di cui non si conoscano le capacità minima e massima).

Col solito metodo si trova la frequenza di risonanza del sistema e quindi da questa, la capacità, con la seguente formula:

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 L}$$

Generatore di prova

Per la sua costruzione il « dip-meter » è un posizione OSC, dare corrente al « dip-meter » e una certa potenza in radio frequenza dalla bobina del circuito accordato.

Tale emissione si può usare per la taratura di un ricevitore con sufficiente precisione anche per il fatto che lo strumento genera un'onda molto pura, praticamente priva di armoniche, e lavora in fondamentale anche alle frequenze più alte, contrariamente alla maggior parte dei generatori commerciali.

ratteristiche di un circuito accordato

Con l'aiuto del « dip-meter » si può valutare il comportamento di un circuito accordato senza doverlo scollegare dal circuito in cui è inserito.

Se si conoscono le caratteristiche del circuito isolato, è possibile valutare l'entità degli elementi parassiti, come le induttanze distribuite e le capacità parassite. Naturalmente queste vengono valutate globalmente senza possibilità di distinguerle, ma è evidente che anche così la misura è utile.

Molte volte un convertitore supereterodina non funziona proprio perché non si sono valutati esattamente gli elementi parassiti.

Per effettuare questa misura non è necessario che l'apparecchio da provare sia funzionante, in quanto l'alimentazione a radio frequenza è fornita dallo strumento.

Se il circuito da misurare è situato in una posizione difficile da raggiungere, si può ovviare all'inconveniente con il cosiddetto accoppiamento a « link ». Un circuito chiuso formato da una o due spire accoppiate al circuito da misurare ed altrettante accoppiate alla bobina del « dip-meter », provvederà ad effettuare il collegamento, senza influire sulle grandezze in gioco.

Bisogna usare l'avvertenza di non esagerare con la lunghezza del collegamento, di attorcigliare tra di loro i due fili e di tenere laschi gli accoppiamenti.

Se il « Q » del circuito accordato è tenuto artificialmente molto basso come nel caso di certi amplificatori usati in televisione, l'indicazione dello strumento potrà essere poco avvertibile. In questo caso è sufficiente dissaldare momentaneamente le resistenze di smorzamento.

Meccanica

Lo strumento si presenta in una costruzione compatta e di facile montaggio. L'alimentazione è indipendente per mezzo di una batteria di pile.

L'intero circuito è disposto in un robusto contenitore metallico di piccole dimensioni.

La scala graduata delle frequenze è divisa in cinque bande corrispondenti alle cinque bobine intercambiabili delle quali è dotato ogni strumento.

Sul pannello frontale sono collocati tutti i comandi ad eccezione della manopola del condensatore variabile che esce da un fianco per renderne più agevole la manovra mentre si effettua la misura.

Lo strumento indicatore è un microamperometro ad alta sensibilità.

Il pacchetto delle batterie può essere facil-

mente estratto per la sostituzione, senza dover smontare lo strumento.

Montaggio

Una parte del montaggio è costituita da un circuito ad alta frequenza. I particolari costituenti questo circuito devono essere maneggiati con dovute cautele.

Siccome l'oscillatore è pretarato, per non incorrere in seguito in false letture sulla scala bisogna assolutamente far attenzione a non deformare il condensatore variabile e le bobine, ed a tenere i collegamenti in filo necessari in questa sezione più corti e diritti possibile.

Nel circuito dell'oscillatore ad alta frequenza è anche montato il citato transistore FET, a giunzione. Per saldare direttamente questo elemento sul circuito stampato, bisogna seguire le solite precauzioni per la saldatura dei terminali per evitare di danneggiare la giunzione di « gate ».

Collaudo

Dopo aver sistemato il commutatore SW1 in posizione OSC, dare corrente al « dip-meter » e regolare il comando della sensibilità in modo che lo strumento indicatore abbia l'indice disposto verso il centro della scala.

Costruire un circuito accordato ponendo in parallelo una bobina di induttanza con un adatto condensatore, accoppiarlo alla bobina del « dip-meter » e percorrere lentamente la graduazione delle frequenze.

Se non si verifica alcun « dip » sostituire la bobina con un'altra scelta tra le 5 che sono in dotazione allo strumento. Ad un certo momento l'indice dello strumento si sposterà bruscamente verso l'alto della scala.

In questa posizione rendere sempre più lasco l'accoppiamento con il circuito sotto misura, fino a che il movimento dell'indice sia appena percettibile effettuando piccoli movimenti della manopola del variabile.

È preferibile che lo strumento sia tenuto ben fisso in modo che non si possa confondere con il « dip » un piccolo spostamento dell'indice dovuto al movimento della mano.

In precedenza abbiamo elencato la procedura e le cautele da usare per l'esecuzione della misura, ed alcune delle varie applicazioni a cui si presta lo strumento.

Accoppiando lo strumento ad un circuito oscillante attivo, ossia alimentato, lo spostamento dell'indice avverrà in direzione inversa, cioè verso il minimo della scala.

L'uso della rivelazione a diodo per la misura dei circuiti attivi è meno preciso e sensibile, ma è l'unico che non influisca sul circuito in esame con segnali parassiti.





Due delle 5 bobine ad innesto previste per coprire le seguenti gamme: da 155 a 60 MHz (in alto); da 64 a 26 MHz (altra bobina, qui sopra); da 27 a 11,5 MHz; da 13 a 6 MHz; da 7 a 2,8 MHz.

Tabella 1 P - TAVOLE TRIGONOMETRICHE per la ricerca delle funzioni di un angolo

Già a pagina 3 g (Corrente alternata) nonché a pagina 1 di questa stessa lezione abbiamo fatto cenno alle tavole trigonometriche la cui utilità risulta molto evidente ogni volta che si desidera trovare una funzione di un angolo. Queste tavole sono impostate come segue.

Per gli angoli da 0 a 45° si cerchi il valore dell'angolo nella **prima colonna**. I valori delle relative funzioni saranno quelli riportati sulla stessa riga e in corrispondenza delle **diciture superiori**. (Es. per angolo di 42°, il seno è 0,66913).

Per angoli superiori a 45° sino a 90° il valore è sull'**ultima colonna**. Le funzioni corrispondono alle **diciture inferiori**. (Es. per angolo di 48°, il seno è 0,74314).

Per angoli maggiori di 90°, da 180° si sottragga il valore dell'angolo in questione e si cerchi la funzione dell'**angolo di differenza**, funzione che si farà precedere dal segno **—**.

Gradi	Seno	Coseno	Tangente	Cotangente	Gradi
0°,00'	0,00000	1,00000	0,00000	∞	90°,00'
0°,10'	0,00291	1,00000	0,00291	343,77371	89°,50'
0°,20'	0,00582	0,99998	0,00582	171,88540	89°,40'
0°,30'	0,00873	0,99996	0,00873	114,58865	89°,30'
0°,40'	0,01164	0,99993	0,01164	85,93979	89°,20'
0°,50'	0,01454	0,99989	0,01455	68,75009	89°,10'
1°,00'	0,01745	0,99985	0,01746	57,28996	89°,00'
1°,10'	0,02036	0,99979	0,02036	49,10388	88°,50'
1°,20'	0,02327	0,99973	0,02328	42,96408	88°,40'
1°,30'	0,02618	0,99966	0,02619	38,18846	88°,30'
1°,40'	0,02908	0,99958	0,02910	34,36777	88°,20'
1°,50'	0,03199	0,99949	0,03201	31,24158	88°,10'
2°,00'	0,03490	0,99939	0,03492	28,63625	88°,00'
2°,10'	0,03781	0,99929	0,03783	26,43160	87°,50'
2°,20'	0,04071	0,99917	0,04075	24,54176	87°,40'
2°,30'	0,04362	0,99905	0,04366	22,90377	87°,30'
2°,40'	0,04653	0,99892	0,04568	21,47040	87°,20'
2°,50'	0,04943	0,99878	0,04949	20,20555	87°,10'
3°,00'	0,05234	0,99863	0,05241	19,08114	87°,00'
3°,10'	0,05524	0,99847	0,05533	18,07498	86°,50'
3°,20'	0,05814	0,99831	0,05824	17,16934	86°,40'
3°,30'	0,06105	0,99813	0,06116	16,34986	86°,30'
3°,40'	0,06395	0,99795	0,06408	15,60478	86°,20'
3°,50'	0,06685	0,99776	0,06700	14,92442	86°,10'
4°,00'	0,06976	0,99756	0,06993	14,30067	86°,00'
4°,10'	0,07266	0,99736	0,07285	13,72674	85°,50'
4°,20'	0,07556	0,99714	0,07578	13,19688	85°,40'
4°,30'	0,07846	0,99692	0,07870	12,70621	85°,30'
4°,40'	0,08136	0,99668	0,08163	12,25051	85°,20'
4°,50'	0,08426	0,99644	0,08456	11,82617	85°,10'
5°,00'	0,08716	0,99619	0,08749	11,43005	85°,00'
5°,10'	0,09005	0,99594	0,09042	11,05943	84°,50'
5°,20'	0,09295	0,99567	0,09335	10,71191	84°,40'
5°,30'	0,09585	0,99540	0,09629	10,38540	84°,30'
5°,40'	0,09874	0,99511	0,09923	10,07803	84°,20'
5°,50'	0,10164	0,99482	0,10216	9,78817	84°,10'
6°,00'	0,10453	0,99452	0,10510	9,51436	84°,00'
6°,10'	0,10742	0,99421	0,10805	9,25530	83°,50'
6°,20'	0,11031	0,99390	0,11099	9,00983	83°,40'
6°,30'	0,11320	0,99357	0,11394	8,77689	83°,30'
6°,40'	0,11609	0,99324	0,11688	8,55555	83°,20'
6°,50'	0,11898	0,99290	0,11983	8,34496	83°,10'
7°,00'	0,12187	0,99255	0,12278	8,14435	83°,00'
7°,10'	0,12476	0,99219	0,12574	7,95302	82°,50'
7°,20'	0,12764	0,99182	0,12869	7,77035	82°,40'
7°,30'	0,13053	0,99144	0,13165	7,59575	82°,30'
7°,40'	0,13341	0,99106	0,13461	7,42871	82°,20'
7°,50'	0,13629	0,99067	0,13758	7,26873	82°,10'
8°,00'	0,13917	0,99027	0,14054	7,11537	82°,00'
8°,10'	0,14205	0,98986	0,14351	6,96823	81°,50'
8°,20'	0,14493	0,98944	0,14648	6,82694	81°,40'
8°,30'	0,14781	0,98902	0,14945	6,69116	81°,30'
8°,40'	0,15069	0,98858	0,15243	6,56055	81°,20'
8°,50'	0,15356	0,98814	0,15540	6,43484	81°,10'
9°,00'	0,15643	0,98769	0,15838	6,31375	81°,00'
9°,10'	0,15931	0,98723	0,16137	6,19703	80°,50'
9°,20'	0,16218	0,98676	0,16435	6,08444	80°,40'
9°,30'	0,16505	0,98629	0,16734	5,97576	80°,30'
9°,40'	0,16792	0,98580	0,17033	5,87080	80°,20'
9°,50'	0,17078	0,98531	0,17333	5,76937	80°,10'
10°,00'	0,17365	0,98481	0,17633	5,67128	80°,00'
10°,10'	0,17651	0,98430	0,17933	5,57638	79°,50'
10°,20'	0,17937	0,98378	0,18233	5,48451	79°,40'
10°,30'	0,18224	0,98325	0,18534	5,39552	79°,30'
10°,40'	0,18509	0,98272	0,18835	5,30928	79°,20'
10°,50'	0,18795	0,98218	0,19136	5,22566	79°,10'
Gradi	Coseno	Seno	Cotangente	Tangente	Gradi

Gradi	Seno	Coseno	Tangente	Cotangente	Gradi
11°,00'	0,19081	0,98163	0,19438	5,14455	79°,00'
11°,10'	0,19366	0,98107	0,19740	5,06584	78°,50'
11°,20'	0,19652	0,98050	0,20042	4,98940	78°,40'
11°,30'	0,19937	0,97992	0,20345	4,91516	78°,30'
11°,40'	0,20222	0,97934	0,20648	4,84300	78°,20'
11°,50'	0,20507	0,97875	0,20952	4,77286	78°,10'
12°,00'	0,20791	0,97815	0,21256	4,70463	78°,00'
12°,10'	0,21076	0,97754	0,21560	4,63825	77°,50'
12°,20'	0,21360	0,97692	0,21864	4,57363	77°,40'
12°,30'	0,21644	0,97630	0,22169	4,51071	77°,30'
12°,40'	0,21928	0,97566	0,22475	4,44942	77°,20'
12°,50'	0,22212	0,97502	0,22781	4,38969	77°,10'
13°,00'	0,22495	0,97437	0,23087	4,33148	77°,00'
13°,10'	0,22778	0,97371	0,23393	4,27471	76°,50'
13°,20'	0,23062	0,97304	0,23700	4,21933	76°,40'
13°,30'	0,23345	0,97237	0,24008	4,16530	76°,30'
13°,40'	0,23627	0,97169	0,24316	4,11256	76°,20'
13°,50'	0,23910	0,97100	0,24624	4,06107	76°,10'
14°,00'	0,24192	0,97030	0,24933	4,01078	76°,00'
14°,10'	0,24474	0,96959	0,25242	3,96165	75°,50'
14°,20'	0,24756	0,96887	0,25552	3,91364	75°,40'
14°,30'	0,25038	0,96815	0,25862	3,86671	75°,30'
14°,40'	0,25320	0,96742	0,26172	3,82083	75°,20'
14°,50'	0,25601	0,96667	0,26483	3,77595	75°,10'
15°,00'	0,25882	0,96593	0,26795	3,73205	75°,00'
15°,10'	0,26163	0,96517	0,27107	3,68909	74°,50'
15°,20'	0,26443	0,96440	0,27419	3,64705	74°,40'
15°,30'	0,26724	0,96363	0,27732	3,60588	74°,30'
15°,40'	0,27004	0,96285	0,28046	3,56557	74°,20'
15°,50'	0,27284	0,96206	0,28360	3,52609	74°,10'
16°,00'	0,27564	0,96126	0,28675	3,48741	74°,00'
16°,10'	0,27843	0,96046	0,28990	3,44951	73°,50'
16°,20'	0,28123	0,95964	0,29305	3,41236	73°,40'
16°,30'	0,28402	0,95882	0,29621	3,37594	73°,30'
16°,40'	0,28680	0,95799	0,29938	3,34023	73°,20'
16°,50'	0,28959	0,95715	0,30255	3,30521	73°,10'
17°,00'	0,29237	0,95630	0,30573	3,27085	73°,00'
17°,10'	0,29515	0,95545	0,30891	3,23714	72°,50'
17°,20'	0,29793	0,95459	0,31210	3,20406	72°,40'
17°,30'	0,30071	0,95372	0,31530	3,17159	72°,30'
17°,40'	0,30348	0,95284	0,31850	3,13972	72°,20'
17°,50'	0,30625	0,95195	0,32171	3,10842	72°,10'
18°,00'	0,30902	0,95106	0,32492	3,07768	72°,00'
18°,10'	0,31178	0,95015	0,32814	3,04749	71°,50'
18°,20'	0,31454	0,94924	0,33136	3,01783	71°,40'
18°,30'	0,31730	0,94832	0,33460	2,98869	71°,30'
18°,40'	0,32006	0,94740	0,33783	2,96004	71°,20'
18°,50'	0,32282	0,94646	0,34108	2,93189	71°,10'
19°,00'	0,32557	0,94552	0,34433	2,90421	71°,00'
19°,10'	0,32832	0,94457	0,34758	2,87700	70°,50'
19°,20'	0,33106	0,94361	0,35085	2,85023	70°,40'
19°,30'	0,33381	0,94264	0,35412	2,82391	70°,30'
19°,40'	0,33655	0,94167	0,35740	2,79802	70°,20'
19°,50'	0,33929	0,94068	0,36068	2,77254	70°,10'
20°,00'	0,34202	0,93969	0,36397	2,74748	70°,00'
20°,10'	0,34475	0,93869	0,36727	2,72281	69°,50'
20°,20'	0,34748	0,93769	0,37057	2,69853	69°,40'
20°,30'	0,35021	0,93667	0,37388	2,67462	69°,30'
20°,40'	0,35293	0,93565	0,37720	2,65109	69°,20'
20°,50'	0,35565	0,93462	0,38053	2,62791	69°,10'
21°,00'	0,35837	0,93358	0,38386	2,60509	69°,00'
21°,10'	0,36108	0,93253	0,38721	2,58261	68°,50'
21°,20'	0,36379	0,93148	0,39055	2,56046	68°,40'
21°,30'	0,36650	0,93042	0,39391	2,53865	68°,30'
21°,40'	0,36921	0,92935	0,39727	2,51715	68°,20'
21°,50'	0,37191	0,92827	0,40065	2,49597	68°,10'
22°,00'	0,37461	0,92718	0,40403	2,47509	68°,00'
22°,10'	0,37730	0,92609	0,40741	2,45451	67°,50'
22°,20'	0,37999	0,92499	0,41081	2,43422	67°,40'
22°,30'	0,38268	0,92388	0,41421	2,41421	67°,30'
22°,40'	0,38537	0,92276	0,41763	2,39449	67°,20'
22°,50'	0,38805	0,92164	0,42105	2,37504	67°,10'
23°,00'	0,39073	0,92050	0,42447	2,35585	67°,00
23°,10'	0,39341	0,91936	0,42791	2,33693	66°,50'
23°,20'	0,39608	0,91822	0,43136	2,31826	66°,40'
23°,30'	0,39875	0,91706	0,43481	2,29984	66°,30'
23°,40'	0,40142	0,91590	0,43828	2,28167	66°,20'
23°,50'	0,40408	0,91472	0,44175	2,26374	66°,10'
24°,00'	0,40674	0,91355	0,44523	2,24604	66°,00'
24°,10'	0,40939	0,91236	0,44872	2,22857	65°,50'
24°,20'	0,41204	0,91116	0,45222	2,21132	65°,40'
24°,30'	0,41469	0,90996	0,45573	2,19430	65°,30'
24°,40'	0,41734	0,90875	0,45924	2,17749	65°,20'
24°,50'	0,41998	0,90753	0,46277	2,16090	65°,10'
25°,00'	0,42262	0,90631	0,46631	2,14451	65°,00'
25°,10'	0,42525	0,90507	0,46985	2,12832	64°,50'
25°,20'	0,42788	0,90383	0,47341	2,11233	64°,40'
25°,30'	0,43051	0,90259	0,47698	2,09654	64°,30'
25°,40'	0,43313	0,90133	0,48055	2,08094	64°,20'
25°,50'	0,43576	0,90007	0,48414	2,06553	64°,10'
26°,00'	0,43837	0,89879	0,48773	2,05030	64°,00'
26°,10'	0,44098	0,89752	0,49134	2,03526	63°,50'
26°,20'	0,44359	0,89623	0,49495	2,02039	63°,40'
26°,30'	0,44620	0,89493	0,49858	2,00569	63°,30'
26°,40'	0,44880	0,89363	0,50222	1,99116	63°,20'
26°,50'	0,45140	0,89232	0,50587	1,97680	63°,10'
27°,00'	0,45399	0,89101	0,50953	1,96261	63°,00'
27°,10'	0,45658	0,88968	0,51320	1,94858	62°,50'
27°,20'	0,45917	0,88835	0,51688	1,93470	62°,40'
27°,30'	0,46175	0,88701	0,52057	1,92098	62°,30'
27°,40'	0,46433	0,88566	0,52427	1,90741	82°,20'
27°,50'	0,46690	0,88431	0,52798	1,89400	62°,10'
Gradi	Coseno	Seno	Cotangente	Tangente	Gradi

Gradi	Seno	Coseno	Tangente	Cotangente	Gradi
28°,00'	0,46947	0,88295	0,53171	1,88073	62°,00'
28°,10'	0,47204	0,88158	0,53545	1,86760	61°,50'
28°,20'	0,47460	0,88020	0,53920	1,85462	61°,40'
28°,30'	0,47716	0,87882	0,54296	1,84177	61°,30'
28°,40'	0,47971	0,87743	0,54673	1,82906	61°,20'
28°,50'	0,48226	0,17603	0,55051	1,81649	61°,10'
29°,00'	0,48481	0,87462	0,55431	1,80405	61°,00'
29°,10'	0,48735	0,87321	0,55812	1,79174	60°,50'
29°,20'	0,48989	0,87178	0,56194	1,77955	60°,40'
29°,30'	0,49242	0,87036	0,56577	1,76749	60°,30'
29°,40'	0,49495	0,86892	0,56962	1,75556	60°,20'
29°,50'	0,49748	0,86748	0,57348	1,74375	60°,10'
30°,00'	0,50000	0,86603	0,57735	1,73205	60°,00'
30°,10'	0,50252	0,86457	0,58124	1,72047	59°,50'
30°,20'	0,50503	0,86310	0,58513	1,70901	59°,40'
30°,30'	0,50754	0,86163	0,58905	1,69766	59°,30'
30°,40'	0,51004	0,86015	0,59297	1,68643	59°,20'
30°,50'	0,51254	0,85866	0,59691	1,67530	59°,10'
31°,00'	0,51504	0,85717	0,60086	1,66428	59°,00'
31°,10'	0,51753	0,85567	0,60483	1,65337	58°,50'
31°,20'	0,52002	0,85416	0,60881	1,64256	58°,40'
31°,30'	0,52250	0,85264	0,61280	1,63185	58°,30'
31°,40'	0,52498	0,85112	0,61681	1,62125	58°,20'
31°,50'	0,52745	0,84959	0,62083	1,61074	58°,10'
32°,00'	0,52992	0,84805	0,62487	1,60033	58°,00'
32°,10'	0,53238	0,84650	0,62892	1,59002	57°,50'
32°,20'	0,53484	0,84495	0,63299	1,57981	57°,30'
32°,30'	0,53730	0,84339	0,63707	1,56969	57°,40'
32°,40'	0,53975	0,84182	0,64117	1,55966	57°,20'
32°,50'	0,54220	0,84025	0,64528	1,54972	57°,10'
33°,00'	0,54464	0,83867	0,64941	1,53987	57°,00'
33°,10'	0,54708	0,83708	0,65355	1,53010	56°,50'
33°,20'	0,54951	0,83549	0,65771	1,52043	56°,40'
33°,30'	0,55194	0,83389	0,66189	1,51084	56°,30'
33°,40'	0,55436	0,83228	0,66608	1,50133	56°,20'
33°,50'	0,55678	0,83066	0,67028	1,49190	56°,10'
34°,00'	0,55919	0,82904	0,67451	1,48256	56°,00'
34°,10'	0,56160	0,82741	0,67875	1,47330	55°,50'
34°,20'	0,56401	0,82577	0,68301	1,46411	55°,40'
34°,30'	0,56641	0,82413	0,68728	1,45501	55°,30'
34°,40'	0,56880	0,82248	0,69157	1,44598	55°,20'
34°,50'	0,57119	0,82082	0,69588	1,43703	55°,10'
35°,00'	0,57358	0,81915	0,70021	1,42815	55°,00'
35°,10'	0,57596	0,81748	0,70455	1,41934	54°,50'
35°,20'	0,57833	0,81580	0,70891	1,41061	54°,40'
35°,30'	0,58070	0,81412	0,71329	1,40195	54°,30'
35°,40'	0,58307	0,81242	0,71769	1,39336	54°,20'
35°,50'	0,58543	0,81072	0,72211	1,38484	54°,10'
36°,00'	0,58779	0,80902	0,72654	1,37638	54°,00'
36°,10'	0,59014	6,30730	0,73100	1,36800	53°,50'
36°,20'	0,59248	0,80558	0,73547	1,35968	53°,40'
36°,30'	0,59482	0,80386	0,73996	1,35142	53°,30'
36°,40'	0,59716	0,80212	0,74447	1,34323	53°,20'
36°,50'	0,59949	0,80038	0,74900	1,33511	53°,10'
37°,00'	0,60182	0,79864	0,75355	1,32704	53°,00'
37°,10'	0,60414	0,79688	0,75812	1,31904	52°,50'
37°,20'	0,60645	0,79513	0,76272	1,31110	52°,40'
37°,30'	0,60876	0,79335	0,76733	1,30323	52°,30'
37°,40'	0,61107	0,79158	0,77196	1,29541	52°,20'
37°,50'	0,61337	0,78980	0,77661	1,28764	52°,10'
38°,00'	0,61566	0,78801	0,78129	1,27994	52°,00'
38°,10'	0,61795	0,78622	0,78598	1,27230	51°,50'
38°,20'	0,62024	0,78442	0,79070	1,26471	51°,40'
38°,30'	0,62251	0,78261	0,79544	1,25717	51°,30'
38°,40'	0,62479	0,78079	0,80020	1,24969	51°,20'
38°,50'	0,62706	0,77897	0,80498	1,24227	51°,10'
39°,00'	0,62932	0,77715	0,80978	1,23490	51°,00'
39°,10'	0,63158	0,77531	0,81461	1,22758	50°,50'
39°,20'	0,63383	0,77347	0,81946	1,22031	50°,40'
39°,30'	0,63608	0,77162	0,82434	1,21310	50°,30'
39°,40'	0,63832	0,76977	0,82923	1,20593	50°,20'
39°,50'	0,64056	0,76791	0,83415	1,19882	50°,10'
40°,00'	0,64279	0,76604	0,83910	1,19175	50°,00
40°,10'	0,64501	0,76417	0,84407	1,18474	49°,50'
40°,20'	0,64723	0,76229	0,84906	1,17777	49°,40'
40°,30'	0,64945	0,76041	0,85408	1,17085	49°,30'
40°,40'	0,65166	0,75851	0,85912	1,16398	49°,20'
40°,50'	0,65386	0,75661	0,86419	1,15715	49°,10'
41°,00'	0,65606	0,75471	0,86929	1,15037	49°,00'
41°,10'	0,65825	0,75280	0,87441	1,14363	48°,50'
41°,20'	0,66044	0,75088	0,87955	1,13694	48°,40'
41°,30'	0,66262	0,74896	0,88473	1,13029	48°,38'
41°,40'	0,66480	0,74703	0,88992	1,12369	48°,20'
41°,50'	0,66697	0,74509	0,89515	1,11713	48°,10'
42°,00'	0,66913	0,74314	0,90040	1,11061	48°,00'
42°,10'	0,67129	0,74120	0,90569	1,10414	47°,50'
42°,20'	0,67344	0,73924	0,91099	1,09770	47°,40'
42°,30'	0,67559	0,73728	0,91633	1,09131	47°,30'
42°,40'	0,67773	0,73531	0,92170	1,08496	47°,20'
42°,50'	0,67987	0,73333	0,92709	1,07864	47°,10'
43°,00'	0,68200	0,73135	0,93252	1,07237	47°,00'
43°,10'	0,68412	0,72937	0,93797	1,06613	46°,50'
43°,20'	0,68624	0,72737	0,94345	1,05994	46°,40'
43°,30'	0,68835	0,72537	0,94896	1,05378	46°,30'
43°,40'	0,69046	0,72337	0,95451	1,04766	46°,20'
43°,50'	0,69256	0,72136	0,96008	1,04158	46°,10'
44°,00'	0,69466	0,71934	0,96569	1,03553	46°,00'
44°,10'	0,69675	0,71732	0,97133	1,02952	45°,50'
44°,20'	0,69883	0,71529	0,97700	1,02355	45°,40'
44°,30'	0,70091	0,71325	0,98270	1,01761	45°,30'
44°,40'	9,70298	0,71121	0,98843	1,01170	45°,20'
44°,50'	0,70505	0,70916	0,99420	1,00588	45°,10'
45°,00'	0,70711	0,70711	1,00000	1,00000	45°,00'
Gradi	Coseno	Seno	Cotangente	Tangente	Gradi

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Trasformatori 12



Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. tariffa ridotta ed. — 70% - Lire 750

Trasformatori

L'uso appropriato dell'energia elettrica, così come quello dell'energia meccanica, richiede spesso l'impiego di dispositivi atti a convertire l'energia disponibile alla sorgente in una forma di energia meglio utilizzabile dal carico.

Ad esempio, una scatola di rapporti meccanici ad ingranaggi, posta tra un motore ed una sega circolare, può avere caratteristiche tali da far sì che detta sega lavori lentamente (ma con notevole forza) oppure velocemente (ma con minor potenza), a seconda delle necessità derivanti dalla qualità e dalla durezza del materiale in lavorazione; lo stesso caso si presenta assai di frequente (ad esempio, con un trapano) e la forma più comune e ricorrente di questa necessità di conversione — o meglio, di adattamento — della forma d'energia è quella che si ha nell'uso dell'auto con il cambio delle marce.

Analogamente, è spesso necessario predisporre i circuiti elettrici in modo che la potenza disponibile possa comportarsi, nei confronti del carico, come la più appropriata fra le tante combinazioni di valori di tensione e corrente — in altre parole — tra tutte le combinazioni comprese tra un'alta tensione, con debole corrente, o una notevole corrente con bassa tensione.

Il dispositivo elettrico che compie la funzione paragonabile a quella della scatola di rapporti meccanici ad ingranaggi, si chiama **trasformatore.**

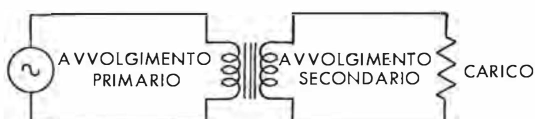


Fig. 1 Q - Schema di principio del trasformatore. Un avvolgimento, « Primario », è connesso alla sorgente di corrente; un altro avvolgimento, « Secondario », è connesso al carico di utilizzazione. L'induzione trasferisce l'energia dal primario al secondario. Per le correnti a frequenza di rete o a Bassa Frequenza, l'aria all'interno degli avvolgimenti offre un'alta riluttanza: si introduce allora un nucleo di ferro (sbarre verticali, nel disegno) che aumenta la permeabilità e quindi l'accoppiamento.

Esso trasforma la potenza elettrica disponibile variando il rapporto tensione-corrente.

È tuttavia opportuno notare subito che né il dispositivo meccanico, né quello elettrico possono modificare la quantità di potenza a disposizione.

Il funzionamento di un trasformatore è basato sul principio dell'induzione elettromagnetica, e di essa, così come del trasformatore stesso nella sua più ampia definizione, ci siamo già occupati, perciò il lettore dovrebbe già avere un concetto abbastanza chiaro dell'organo in oggetto.

Il trasformatore consiste di uno o più avvolgimenti, reciprocamente influenzati dalla corrente che li percorre, nel senso che — essendo accoppiati induttivamente — la corrente che percorre un avvolgimento induce una tensione nell'altro o negli altri. Ciò prova che esiste un'induttanza mutua tra detti avvolgimenti.

La **figura 1 Q** illustra lo schema di principio: un avvolgimento — che sappiamo essere detto **primario** — è collegato alla sorgente d'energia, mentre un altro avvolgimento, il **secondario** — che riceve la tensione indotta — è collegato al carico di utilizzazione.

La potenza erogata dal generatore di alternata, passa attraverso il trasformatore ed alimenta il carico, nonostante l'assenza di qualsiasi collegamento diretto fra i due circuiti; il passaggio avviene — ripetiamo — per induzione.

Ne consegue che la potenza consumata dal primario equivale a quella dissipata dal secondario, ossia $\mathbf{P_p = P_s}$.

Se gli avvolgimenti del trasformatore fossero troppo lontani tra loro, o comunque, completamente schermati tra loro, non avrebbe luogo alcun passaggio di energia ed il trasformatore sarebbe inutile.

Per ottenere il massimo trasferimento di energia dal primario al secondario, è necessario perciò che **l'accoppiamento sia il più stretto possibile.**

Tutte le linee di forza prodotte dal campo magnetico del primario, debbono poter influenzare l'avvolgimento secondario. Per questo motivo quest'ultimo è spesso avvolto direttamente sul primo, mediante la semplice interposizione di un sottile strato di materiale isolante.

Dal momento che la riluttanza dell'aria è massima e la sua permeabilità è minima, l'introduzione all'interno degli avvolgimenti di un nucleo di ferro ad alta permeabilità in sostituzione dell'aria, aumenta l'accoppiamento del flusso tra le bobine e rende possibile il massimo trasferimento di energia richiesto.

Alcune linee di forza però, nonostante l'uso di un nucleo ad alta permeabilità, vengono disperse — in quanto non riescono a raggiungere il secondario — rappresentando così una perdita: tale perdita impedisce al trasformatore di costituire un mezzo di trasferimento d'energia perfetto al 100%. Ciononostante, un trasformatore accuratamente progettato può consentire il trasferimento del 98% dell'energia che circola nel suo primario, il che significa in altre parole che « K » — coefficiente di accoppiamento tra le bobine — ammonta a 0,98.

La **figura 2 Q** illustra un trasformatore tipico con nucleo di ferro.

Le linee di flusso create dal primario si ripercuotono, come si vede, sul secondario, grazie alla bassa riluttanza del circuito magnetico. Nella figura è possibile notare anche il flusso disperso di cui si è fatto cenno.

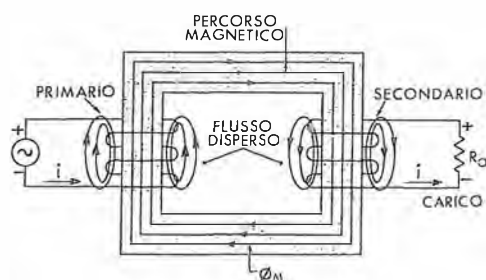


Fig. 2 Q - La figura pone in evidenza come il nucleo di ferro al quale si è fatto cenno determini il percorso del flusso magnetico tra avvolgimento primario ed avvolgimento secondario. È posta in evidenza anche quella parte di flusso che non raggiunge l'altro avvolgimento e che è detta « flusso disperso ».

La **figura 3 Q** mostra il tipo di nucleo ferroso cosiddetto a « mantello ». Esso è il tipo più comunemente usato.

La **figura 4 Q** illustra la sezione trasversale dell'avvolgimento nel suo aspetto convenzionale. Ogni strato dell'avvolgimento è separato da quello sottostante e da quello soprastante mediante sottili fogli di carta paraffinata; l'avvolgimento primario è separato dal secondario mediante uno strato di carta o di cartoncino di maggiore spessore, a volte imbevuto di una speciale vernice isolante.

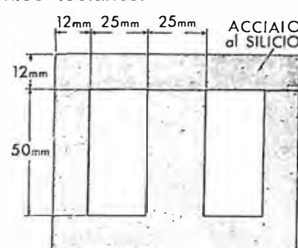


Fig. 3 Q - Il nucleo di ferro in pratica assume spesso questa forma ed è costituito da un assieme di « lamierini » di ferro al silicio, sovrapposti: sono riportate misure dimensionali indicative dei rapporti.

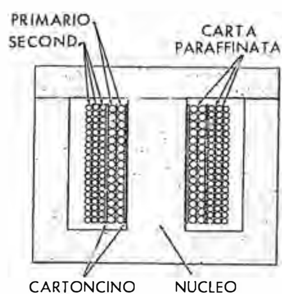


Fig. 4 Q - Gli avvolgimenti, primario e secondario, sono spesso disposti uno sopra l'altro e sono visti qui, in sezione. Possono però essere anche affiancati. Essi sono avvolti a parte, e poi collocati attorno al gambo centrale del lamierino.

Teoria del funzionamento

L'attitudine da parte di un trasformatore a trasferire l'energia dal primario al secondario, grazie all'effetto di accoppiamento del flusso, è dovuta — come si è detto — all'accoppiamento induttivo, ossia all'induttanza mutua.

Per questo, logicamente, l'induttanza di ognuno degli avvolgimenti deve essere la massima possibile. Se il trasformatore potesse essere realizzato in una esecuzione ideale (ossia con avvolgimenti aventi addirittura una induttanza infinita), la reattanza induttiva del primario sarebbe infinita per qualsiasi frequenza della c.a.

In pratica, alla normale frequenza della rete di distribuzione dell'energia elettrica, ad esempio, l'induttanza del primario — che non può invero essere infinita — deve essere ciononostante abbastanza elevata da presentare alla tensione in arrivo una reattanza apprezzabile.

Se, ad esempio, il nucleo di ferro di un trasformatore funzionante con una frequenza di 50 Hz venisse asportato, la reattanza induttiva diminuirebbe notevolmente: il circuito primario lascerebbe passare una corrente notevole anche senza carico alcuno applicato al secondario.

La corrente magnetizzante che circola in assenza di carico nell'avvolgimento primario di un trasformatore deve essere mantenuta al valore più basso possibile, in quanto costituisce una perdita. Che essa sia una perdita è intuitivo dato che, in assenza di carico, l'energia così dissipata non è affatto necessaria.

Maggiore è l'induttanza e maggiore è la reattanza, e — nello stesso tempo — minore è la corrente magnetizzante occorrente per determinare il necessario accoppiamento induttivo.

L'importanza della reattanza del primario e l'effetto del secondario su di essa, possono essere compresi mediante un'analisi graduale.

Nella **figura 5 Q** è illustrato un trasformatore semplice, con un avvolgimento primario ed un avvolgimento secondario avvolti su di un nucleo di ferro dolce.

Il primario è collegato ad una sorgente di c.a., mentre il secondario viene lasciato aperto affinché i suoi effetti non abbiano una influenza apprezzabile nella prima parte della nostra analisi. In questo caso il primario non è in realtà che una semplice induttanza con nucleo magnetico e come tale, offre una reattanza induttiva alla sorgente.

La corrente, che dipende dall'ammontare di detta reattanza, determina la presenza di un campo magnetico variabile nel nucleo. La corrente e la tensione — come ben sappiamo — sono sfasate di 90°, con ritardo da parte della corrente.

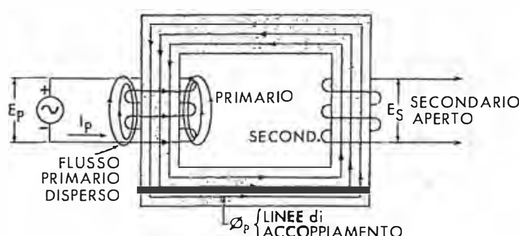
La direzione delle linee di flusso viene determinata mediante la nota regola della mano sinistra.

Si crea pertanto una forza elettro motrice, « E'p », opposta alla tensione applicata, « Ep », e sfasata di 180° rispetto ad essa, con uno sfasamento di 90° rispetto alla corrente primaria, « Ip », che è in ritardo, come si è detto sopra e come è illustrato dal diagramma vettoriale della stessa figura.

Nella **figura 6 Q** viene illustrato il medesimo trasformatore, con, sul secondario, detto effetto, relativo all'azione del primario (per semplificazione, non è riportata la rappresentazione dell'effetto al primario).

È facile constatare che il secondario, da solo, costituisce anch'esso una semplice induttanza nella quale è indotta una tensione a causa del flusso variabile prodotto dal primario. Tale tensione indotta ha la medesima direzione della f.e.m. opposta del primario.

Il circuito secondario è rappresentato chiuso da una resistenza in modo che in esso possa scorrere una certa corrente.



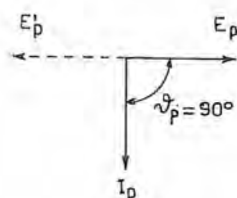
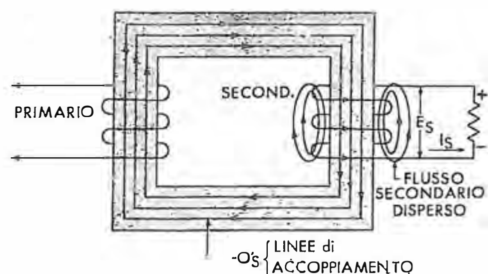


Fig. 5 Q - Col secondario aperto, il primario è in realtà una semplice induttanza: in essa si crea perciò una tensione E'p opposta alla tensione applicata, Ep. La corrente (Ip) è in ritardo di 90° rispetto alla tensione (vedi diagramma vettoriale).



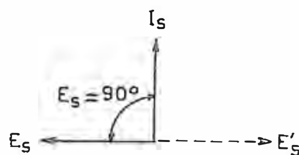


Fig. 6 Q - **Considerando ora il secondario a se stante vediamo che esso costituisce un'induttanza nella quale la tensione (indotta) Es ha la stessa direzione della citata f.e.m. opposta del primario (vedi vettori). La corrente (Is) nel secondario mantiene il suo ritardo di 90° rispetto alla tensione; risulta pertanto a 180° da quella del primario, e vi si oppone.**

La tensione indotta si può concepire come se provenisse da un generatore collegato in serie al secondario considerato come un'induttanza.

La corrente che percorre il secondario è perciò in ritardo di 90° rispetto alla tensione, così come è illustrato, ricorrendo ai vettori.

È importante notare che la direzione iniziale della tensione è la medesima della f.e.m. opposta del primario, di cui alla figura 5 Q.

Nel medesimo istante considerato per l'analisi del primario, la corrente secondaria e le linee di forza sono nella direzione illustrata nella figura 6 Q (regola della mano sinistra).

Le linee di flusso create dalla corrente secondaria sono in direzione opposta rispetto a quelle create dalla corrente primaria.

La corrente secondaria « I_s », diminuisce perciò l'impedenza del circuito primario, opponendosi alle linee di flusso prodotte dalla corrente primaria. Quest'ultima è costretta ad aumentare in proporzione onde mantenere l'accoppiamento tra i due avvolgimenti.

Se il carico collegato al secondario fa aumentare la corrente che circola in esso, aumenta di conseguenza anche la corrente primaria prelevata dalla sorgênte di alimentazione.

L'opposizione tra le linee di forza di un trasformatore si accorda con la **legge di Lenz,** secondo la quale **una tensione indotta** (e la corrente da essa risultante) **è sempre in direzione tale da opporsi alla forza che la determina.**

Se l'influenza del secondario fosse tale infatti da « aiutare » le linee di flusso provocate dal primario, un aumento della corrente secondaria provocherebbe un aumento delle linee di flusso ed un aumento dell'induttanza (quindi della reattanza induttiva del primario) nonché una corrispondente diminuzione della corrente primaria; ciò è assurdo, in quanto, in tal caso, il secondario erogherebbe al carico una potenza maggiore di quella che il primario riceve dalla sorgente.

L'effetto del secondario sul primario può essere considerato anche sotto un altro punto di vista.

La corrente secondaria determina una f.e.m. di autoinduzione, ossia una f.e.m. opposta, « E's » nel secondario stesso; tale f.e.m. è in opposizione di fase (180°) rispetto alla tensione secondaria. Contemporaneamente, detta corrente secondaria determina anche una tensione indotta nel primario, in fase con la f.e.m. opposta cui ci siamo riferiti.

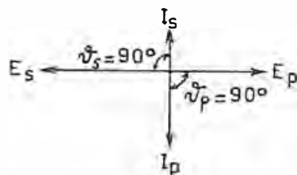
Dal momento che la tensione indotta nel primario è sfasata di 180° rispetto ad « Es » — ossia alla tensione del secondario — essa è in fase con « Ep », ossia con la tensione applicata al primario, e sfasata di 180° rispetto ad « E'p », ossia la f.e.m. opposta del primario.

L'effetto della corrente secondaria consiste perciò nell'eliminare in certo qual modo la tensione opposta primaria, vale a dire nell'aumentare la tensione applicata, permettendo il passaggio di una corrente più intensa nel primario stesso.

Tali tensioni indotte sono messe in evidenza con linee tratteggiate nei diagrammi vettoriali delle figure 5 e 6 Q.

Possiamo ora analizzare il completo funzionamento del trasformatore, in funzione dei diagrammi vettoriali della **figura 7 Q.** In essa si ha l'espressione vettoriale delle tensioni e delle correnti per una data corrente circolare nel secondario del circuito riprodotto.

Le tensioni ai capi del trasformatore sono reciprocamente sfasate di 180°, e pure di 180° sono sfasate tra loro le correnti.



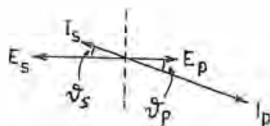
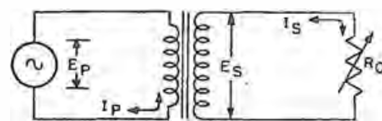


Fig. 7 Q - **Esaminando il circuito completo del trasformatore funzionante, vediamo, nella prima rappresentazione vettoriale le tensioni e le correnti, di entrambi gli avvolgimenti, ciò che equivale all'abbinamento dei vettori delle due figure precedenti. Col sistema vettoriale è, infine, messa in evidenza la diminuzione di sfasamento conseguente alla presenza del carico resistivo.**



L'angolo di fase tra la tensione e la corrente del primario è, come si vede, di 90° con ritardo da parte della corrente; la stessa cosa avviene contemporaneamente nel secondario.

Come « Ro » — resistenza di carico — diminuisce, si dice che il carico aumenta con un corrispondente aumento della corrente secondaria.

Dato che « Ro » è direttamente in parallelo al secondario, la corrente resistiva aumenta ed il circuito diventa sempre più resistivo; in altre parole, la tensione e la corrente nel secondario tendono ad avvicinarsi di fase, e l'angolo di fase « θs » si avvicina a 0 gradi.

Dal momento che la corrente primaria aumenta per un aumento della corrente secondaria — come si è detto precedentemente — la reattanza induttiva del primario ha in realtà subìto una diminuzione, per cui il circuito diventa maggiormente resistivo.

Da ciò consegue che la tensione e la corrente dell'intero circuito primario tendono ad essere in fase, ossia l'angolo « θp » si approssima a 0 gradi.

L'altro diagramma vettoriale della figura illustra queste relazioni di fase per il trasformatore dello schema della figura stessa, funzionante con un carico corrispondente a quello per il quale è stato calcolato.

Un trasformatore ideale avrebbe le espressioni vettoriali della corrente e della tensione coincidenti tra loro (ossia « θs » e « θp » = 0), per cui, in ognuno dei lati, la tensione e la corrente sarebbero in fase tra loro, e la tensione e la corrente secondarie sarebbero sfasate di 180° rispetto alla tensione ed alla corrente primaria.

Un trasformatore di tal genere permetterebbe un perfetto trasferimento di energia, di modo che il generatore di tensione troverebbe nel carico una resistenza equivalente pura (quasi come se il trasformatore non fosse collegato nel circuito) ma tuttavia pur sempre con sfasamento di 180° per la tensione e la corrente.

Rapporto spire / tensione

Nello studio dell'induttanza effettuato precedentemente, l'ampiezza totale della f.e.m. indotta in una bobina è stata illustrata come dipendente dal numero delle spire e dal rapporto di variazione del flusso di accoppiamento del circuito; ciò è reso dalla formula:

$$e = -N \frac{d\varnothing}{dt}$$

Dal momento che il rapporto della variazione di flusso dipende dalla frequenza della corrente erogata dal generatore, l'ampiezza della tensione indotta in ognuno degli avvolgimenti del trasformatore dipende direttamente dal numero delle spire.

In conseguenza, la f.e.m. indotta da una corrente variabile nel primario, non è eguale a quella indotta nel secondario, a meno che il numero delle spire primarie non sia eguale a quello delle spire secondarie.

Inoltre, dal momento che la f.e.m. indotta di ritorno nel primario è eguale alla tensione applicata, è possibile stabilire un rapporto per determinare la f.e.m. indotta nel secondario in funzione della tensione applicata e del rapporto tra le spire dei due avvolgimenti.

Perciò:

$$E_p : N_p = E_s : N_s$$

Nella quale « E_p » è la tensione applicata al primario, « N_p » il numero delle spire primarie, « E_s » la tensione indotta nel secondario ed « N_s » il numero delle spire secondarie.

Tale equazione può essere trascritta nel modo seguente:

$$E_p N_s = E_s N_p \quad \text{ossia} \quad E_s = \frac{E_p N_s}{N_p}$$

L'espressione « $N_s : N_p$ » o « $N_p : N_s$ » si chiama **rapporto tra le spire**, e può essere espressa come un singolo fattore.

La **figura 8 Q** illustra lo schema di un trasformatore avente 1 000 spire al secondario e 250

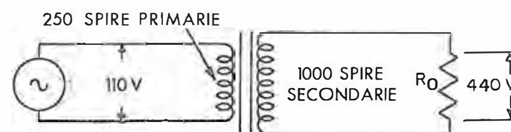


Fig. 8 Q - Circuito schematico di un trasformatore con rapporto di spire pari a 4. Nel caso illustrato l'elemento è detto « in salita » od elevatore. Dividendo il valore della tensione applicata al primario per il numero di spire del primario stesso si ricava il fattore volt per spira, utile per i calcoli del secondario.

al primario. Il rapporto tra le spire è quindi di 4 : 1, ossia 4.

Se al primario di questo trasformatore si applica una tensione alternata di 110 volt, la tensione indotta nel secondario sarà pari a:

$$E_s = \frac{E_p N_s}{N_p} = \frac{110 \times 1\,000}{250} = 110 \times 4 = 440 \text{ volt.}$$

Un trasformatore di questo tipo viene detto **in salita.**

Se il rapporto « $N_s : N_p$ » è inferiore ad 1, cioè se l'avvolgimento secondario ha un numero di spire inferiore del primario, anche la tensione secondaria è inferiore a quella primaria; in questo caso, il trasformatore è detto **in discesa.**

È tuttavia opportuno notare che le espressioni « in salita » e « in discesa », nel senso inteso per i trasformatori, sono sempre riferite al livello di tensione e non a quello della corrente né a quello della potenza, in quanto quest'ultimo livello, in un trasformatore accuratamente calcolato, viene considerato pressoché eguale sia al primario che al secondario.

Dal momento che la tensione indotta nel secondario è direttamente proporzionale al numero delle spire del secondario nei riferimenti di quelle del primato, il rapporto tra le tensioni primaria e secondaria di un dato trasformatore può essere calcolato anche determinando il numero di **volt per spira.**

Così nell'esempio precedente, una tensione di 110 volt applicata ad un primario di 250 spire determina un rapporto di 0,44, ossia: volt/spira = 110 : 250 = 0,44

Dal momento che il numero di volt per spira è un fattore costante per ogni dato trasformatore, la tensione nell'avvolgimento secondario può essere determinata moltiplicando tale costante per il numero di spire secondarie, ossia:

$$E_s = 1\,000 \times 0{,}44 = 440 \text{ volt}$$

Il rapporto volt per spira è comodo anche per determinare qualsiasi numero di tensioni

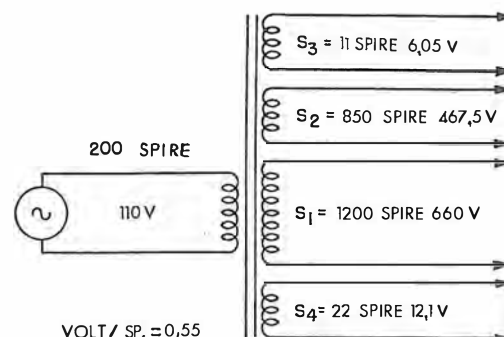


Fig. 9 Q - Trasformatore a più secondari. Il rapporto volt/spira è di 0,55; mediante il citato rapporto, è facile calcolare tutte le tensioni secondarie, o meglio, il numero di spire necessario, in sede di progetto, per date tensioni.

secondarie nel caso in cui il trasformatore abbia più di un avvolgimento secondario.

Ad esempio, la **figura 9 Q** mostra la rappresentazione schematica di un trasformatore nel quale il primario è accoppiato con un certo numero di avvolgimenti secondari. Detto primario consiste di 200 spire, l'avvolgimento secondario « S1 » ha 1 200 spire, « S2 » ne ha 850, « S3 » ne ha 11 ed infine « S4 » ne ha 22.

I fattore volt per spira di questo trasformatore è « $E_p : N_p$ », ossia 110 : 200, ed equivale a 0,55.

Le tensioni indotte nei secondari sono dunque le seguenti:

$$E_s1 = 1\,200 \times 0{,}55 = 660 \text{ volt}$$
$$E_s2 = 850 \times 0{,}55 = 467{,}5 \text{ volt}$$
$$E_s3 = 11 \times 0{,}55 = 6{,}05 \text{ volt}$$
$$E_s4 = 22 \times 0{,}55 = 12{,}1 \text{ volt}$$

Rapporto spire / corrente

Nel trasferimento di potenza elettrica mediante un trasformatore ideale, la potenza assorbita dal primario può essere considerata eguale a quella erogata dal secondario, per cui:

$$P_p = P_s$$

In questo caso il carico si comporta come una resistenza pura nei confronti del generatore, come abbiamo detto precedentemente, e la potenza apparente è eguale a quella effettiva.

Ne consegue che il fattore di potenza di quel trasformatore è eguale ad 1 e l'angolo di fase è di 0°.

Perciò, la potenza dissipata in ognuno degli avvolgimenti corrisponde al fattore volt-ampère, ossia:

$$P_p = E_p I_p$$
$$P_s = E_s I_s$$

per cui:

$$E_p I_p = E_s I_s$$

e, trascrivendo:

$$I_p : I_s = E_s : E_p$$

Tuttavia, il rapporto tra la tensione secondaria e quella primaria equivale al rapporto tra le spire, ossia:

$$E_s : E_p = N_s : N_p$$

per cui il rapporto tra la corrente primaria e quella secondaria equivale pure al rapporto tra le spire:

$$I_p : I_s = N_s : N_p$$

ossia:

$$I_p = I_s \ (N_s : N_p)$$

Esaminando la cosa sotto un altro punto di vista, le relazioni tra la corrente ed il numero delle spire possono essere determinate considerando gli ampère per spira del trasformatore, a sua volta considerato come un elettromagnete.

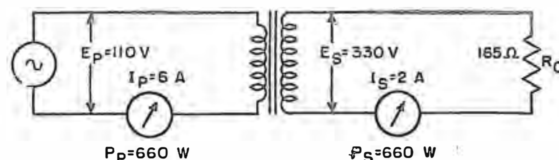


Fig. 10 Q - Supposto un trasformatore con rapporto spire 3 a 1, se al primario si hanno 110 volt, al secondario si hanno 330 volt. La corrente al secondario (per carico puramente resistivo di 165 ohm) è di 2 ampère; quella al primario è di 2A × 3 (rapporto) = 6 ampère. Perciò la potenza primaria (110 × 6 = 660 watt) è eguale a quella secondaria (330 × 2 = 660 watt).

Nello studio compiuto sull'elettromagnetismo, abbiamo detto che la potenza di un elettromagnete può essere espressa in ampèr-spire. Le linee di flusso determinate nel nucleo di un trasformatore da una data corrente, magnetizzante, nel primario sono direttamente proporzionali a « N » volte « I », gli ampère-spire.

Sappiamo dalla legge di Lenz che la tensione indotta nel secondario e la corrente che in ogni istante ne deriva, creano delle linee di flusso eguali ed opposte a quelle primarie.

Dal momento che tale trasformatore è considerato ideale, l'accoppiamento del flusso è completo, e:

$$N_p I_p = N_s I_s$$

per cui: $I_p = N_s$

e: $I_s = N_p$

ossia: $$I_p = \frac{I_s N_s}{N_p}$$

Si può osservare allora che la corrente circolante in un trasformatore varia in maniera inversamente proporzionale al numero delle spire.

La **figura 10 Q** illustra, ad esempio, un semplice trasformatore d'alimentazione avente 300 spire al primario e 900 al secondario, collegato rispettivamente ad una tensione di linea di 110 volt e ad un carico di 165 ohm.

Come possiamo subito vedere, il rapporto tra le spire è 3 a 1, ed « E_s » equivale a 330 volt.

Quindi, dal momento che il carico determina la quantità di energia utilizzata, la corrente nel secondario è:

$$I_s = E_s : R_o = 330 : 165 = 2 \text{ ampère}$$

La corrente primaria è:

$$I_p = \frac{I_s N_s}{N_p} = 2 \times 3 = 6 \text{ ampère}$$

In questo caso, il rapporto spire 3 a 1 aumenta la tensione applicata da 110 a 330 volt, riducendo nel medesimo tempo la corrente da 6 a 2 ampère.

Da tale constatazione, è facile notare che il prodotto tra la tensione e la corrente relativa ad un avvolgimento di un trasformatore ideale, è eguale al prodotto tra la tensione e la corrente dell'altro avvolgimento.

La potenza primaria perciò, nell'esempio, equivale a 110 volte 6, ossia 660 watt, ed analogamente la potenza secondaria equivale a 330 volte 2, ossia 660 watt.

Perdite e rendimento

Fino ad ora abbiamo considerato il caso del trasformatore ideale. Il rendimento di un tale trasformatore ammonta perciò al 100% di efficienza; ciò significa che il rapporto tra la potenza d'uscita e quella di entrata è 1.

In pratica, i trasformatori avvolti su nucleo ferroso non possono avere un rendimento del 100%, ma, se progettati con cura, come abbiamo detto, il loro rendimento raggiunge valori molto alti, variabili dal 95 al 98%.

Questa notevole efficienza è possibile perché normalmente si presta la massima attenzione onde mantenere al minimo le perdite effettive dovute alla dispersione di flusso, all'isteresi, alle correnti di Foucalt, al flusso di saturazione del nucleo, nonché alla resistenza del rame dell'avvolgimento ed alla capacità distribuita.

Quando si usa del ferro come nucleo di un trasformatore, detto ferro viene evidentemente sottoposto ad un campo magnetico variabile.

Il magnetismo prodotto nel metallo dal campo magnetico è in ritardo rispetto alla forza magnetica stessa.

Dato che gli atomi del ferro non mutano facilmente la loro posizione — cosa necessaria quando esso viene magnetizzato — per provocare lo spostamento è necessaria una forza magnetica, ed ecco che una parte della corrente applicata viene utilizzata (ed è una perdita) per variare lo stato di magnetizzazione del nucleo.

Le perdite di questo genere, dette **perdite di isteresi magnetica**, sono una specie di « frizione magnetica », e, come la frizione meccanica, producono calore.

Affinché l'entità di tali perdite magnetiche (di isteresi) sia minima, si impiega ferro dolce con un'alta percentuale di silicio.

Inoltre, essendo il ferro un buon conduttore, il campo magnetico variabile vi induce delle correnti circolanti. Queste correnti parassite (**figura 11 Q**), costituiscono uno spreco di energia in quanto scorrono attraverso la resistenza di ferro producendo calore.

Tali correnti vengono parzialmente neutralizzate, sia dividendo il nucleo in sottili lamine dette « lamierini » (vengono isolati uno dall'altro), sia usando nuclei di ferro polverizzato. Il primo sistema viene usato per le basse frequenze, ed il secondo per le alte, fino a 100 MHz. Abbiamo visto ciò alla lezione relativa alle induttanze.

Le correnti parassite e le perdite per isteresi aumentano rapidamente con l'aumentare della frequenza della corrente; è per questo che i nuclei a lamierini possono essere usati per frequenze fino ad un massimo di 16 000 Hz.

Nelle gamme delle radiofrequenze il campo magnetico cade e si espande molto rapidamente, per cui le perdite in questione diventano eccessive. Per questo motivo i nuclei dei trasformatori per AF sono generalmente ad aria o a speciale polvere di ferro.

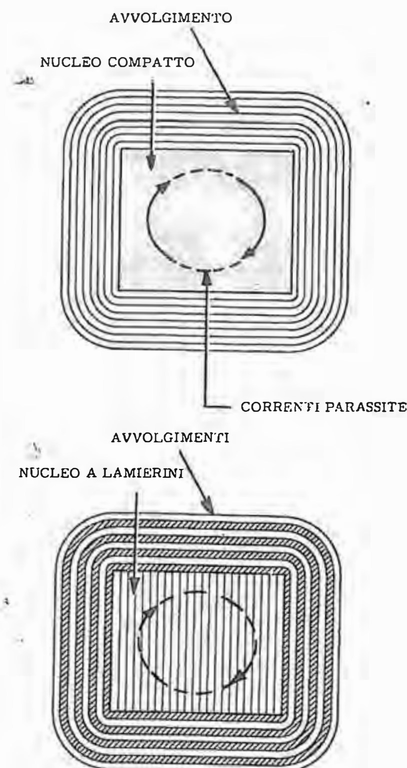


Fig. 11 Q - Sezioni schematiche trasversali di un trasformatore, che pongono in evidenza: sopra, la formazione delle correnti parassite (correnti di Foucault) nel caso che il nucleo fosse un unico pezzo di ferro e, sotto, la loro riduzione mediante struttura lamellare del nucleo.

Oltre alle perdite per isteresi, i nuclei ferrosi presentano perdite di **saturazione.**

Accade che il numero delle linee di forza nel nucleo raggiunga a volte un valore tale che un aumento della corrente non può determinare una ulteriore magnetizzazione, o quanto meno l'accrescersi della magnetizzazione è inferiore a quello che l'incremento della corrente dovrebbe provocare.

La **figura 12 Q** illustra l'andamento della magnetizzazione nel ferro.

La **figura 13 Q** è il grafico della densità di flusso riferita ad una corrente continua in aumento progressivo. In corrispondenza del gomito di tale curva, l'aumento della densità di flusso cessa di essere lineare, ed un notevole aumento di corrente determina solo, come si vede, un piccolo aumento della densità stessa.

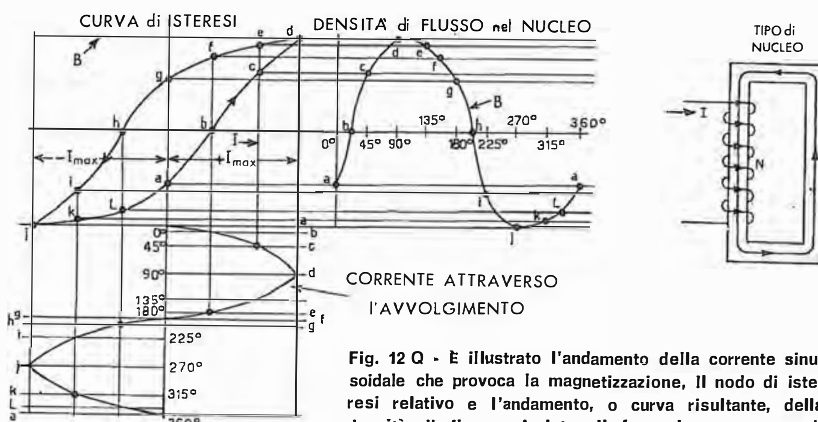


Fig. 12 Q - È illustrato l'andamento della corrente sinusoidale che provoca la magnetizzazione. Il nodo di isteresi relativo e l'andamento, o curva risultante, della densità di flusso. A lato, il ferro in esame per il quale Ampère/spire = N × I.

Così, mentre per un aumento di corrente da « O » al punto « A », la densità di flusso sale da « A » a « C », per un eguale aumento di corrente da « B » a « D », la densità di flusso sale soltanto da « E » ad « F ».

Da ciò si può dedurre che, aumentando la corrente oltre il gomito di saturazione della curva, si ottiene una notevole perdita di rendimento in quanto il medesimo effetto di magnetizzazione potrebbe essere conseguito con un aumento di corrente molto minore se il nucleo non fosse saturato.

Un aumento di superficie della sezione trasversale del nucleo diminuirebbe la densità di flusso per una data corrente, ma aumenterebbero il peso, il costo e le perdite per isteresi del trasformatore. Per questo motivo la maggior parte dei trasformatori costruiti per il funzionamento con la frequenza di rete funzionano « in prossimità » del punto di saturazione della curva del materiale usato come nucleo.

Abbiamo visto che la permeabilità di un nucleo magnetico cade rapidamente allorché la densità di flusso supera il valore di optimum.

In altre parole ciò significa che, non appena il nucleo si satura, il rapporto di « B » ad « H » (ossia tra la densità di flusso e la forza magnetizzante) che definisce la permeabilità, diventa più piccolo.

Inoltre, se nell'avvolgimento scorre una certa quantità di corrente continua, come accade spesso nei trasformatori usati in diversi tipi di circuiti elettronici, essa, come corrente polarizzata, magnetizza il nucleo permanentemente in un senso e riduce le variazioni di magnetizzazione possibili, dovute alla corrente alternata.

A causa di ciò le « impedenze » con nucleo di ferro (ad eccezione dei reattori cosiddetti a ferro-saturo) e determinati trasformatori pure a nucleo di ferro, sono progettati in modo che nel circuito magnetico esista un piccolo intervallo d'aria, o interruzione detta **traferro.**

La riluttanza di quest'ultimo è perciò molto alta (aria) in confronto a quella del ferro, per cui la riluttanza totale del circuito aumenta col risultato, è vero, di una diminuzione di induttanza, ma con una effettiva riduzione del pericolo di saturazione.

Tale traferro deve essere realmente molto piccolo e può essere ottenuto montando i lamierini in modo che le estremità coincidano appena, oppure inserendo un sottile strato di carta o di cartoncino in un punto del circuito magnetico.

Naturalmente, in questo caso è necessario usare un numero di spire molto maggiore per raggiungere il valore di induttanza che si otterrebbe senza traferro, ma si ottiene il vantaggio di evitare per quanto possibile le perdite per saturazione.

Sia la corrente primaria che quella secondaria devono scorrere attraverso la resistenza ohmica opposta dal conduttore che costituisce l'avvolgimento.

Per questo fatto, una certa quantità di potenza (« I^2R ») viene dissipata in calore; i trasformatori che funzionano con forti potenze vengono realizzati appunto con conduttori di sezione notevole allo scopo di diminuire tale dissipazione termica, la quale, tra l'altro, abbassa la permeabilità del nucleo ed aumenta la resistenza, aumentando di conseguenza le altre perdite.

Tuttavia, poiché un buon accoppiamento induttivo richiede una grande induttanza, è necessario trovare un compromesso tra le dimensioni del nucleo ed il numero delle spire: un grosso nucleo con un piccolo avvolgimento per una data induttanza consentirebbero da un lato un valore basso di perdite nel rame, ma d'altro canto il trasformatore sarebbe pesante ed ingombrante, e le perdite del nucleo sarebbero notevoli.

Il contrario accadrebbe se si usasse un nucleo troppo piccolo: si avrebbero minori perdite nel nucleo, ma perdite maggiori nel rame, dato l'accresciuto numero di spire.

Trasformatori di potenza

Si è detto a suo tempo che nel trasferimento dell'energia elettrica a grande distanza si incontrano perdite inevitabili dovute alla resistenza dei conduttori; tali perdite sono proporzionali alla resistenza ed al quadrato della corrente.

Ciò significa che, raddoppiando il valore della corrente, le perdite vengono quadruplicate, e che, viceversa, dimezzando la corrente, esse diventano la quarta parte. Risulta evidente che le perdite sono minori quanto minore è la corrente; si ricorre allora, per trasferire l'energia, ad un trasformatore che converte la potenza del generatore in modo tale da avere minima corrente con massima tensione.

Nel punto di utilizzazione, un secondo trasformatore funziona in senso inverso e converte l'energia della linea ad alta tensione in tensione più bassa, con forte corrente.

Ad esempio, se una potenza di 1 000 watt (5 ampère con 200 volt) viene inviata attraverso una linea di 10 ohm, la perdita di potenza è « I^2R », ossia 5^2 volte 10, ossia 250 watt.

Fig. 13 Q - **Andamento della magnetizzazione. L'aumento di corrente** O-A **provoca la magnetizzazione** A-C **mentre, dopo il gomito, eguale aumento di corrente (B-D) provoca una magnetizzazione pari solo al tratto** E-F.

Se si converte tale potenza in modo da avere 0,5 ampère con 2 000 volt, la perdita diminuisce a 2,5 watt con evidente, notevole, vantaggio.

Normalmente, le linee di distribuzione per l'energia elettrica portano tensioni da 10 000 a 300 000 volt; in ogni località esistono cabine di trasformazione, con trasformatori immersi in olio, che convertono tale tensione in quella della rete locale (220 volt), aumentando l'amperaggio disponibile.

I trasformatori di alimentazione usati negli apparecchi elettronici sono, naturalmente, molto più piccoli di quelli ai quali ci siamo riferiti, pur essendo identico il loro funzionamento.

La **figura 14 Q** ne illustra alcuni esemplari. I trasformatori di questo tipo devono funzionare sempre intorno al 90% della portata di carico in quanto, come abbiamo detto, la corrente nel secondario fa sì che tensione e corrente siano in fase, il che riduce l'angolo di fase e approssima il fattore di potenza all'unità.

È opportuno ricordare che il fattore di potenza di qualsiasi circuito a c.a. è il coseno dell'angolo di fase, ossia il rapporto tra la potenza effettiva e la potenza apparente, e che è desiderabile contenere la prima entro valori quanto più possibile prossimi alla seconda, allo scopo di evitare la presenza nel circuito di tensioni e correnti eccessive.

Ad esempio, qualsiasi trasformatore di alimentazione funzionante con un quinto del suo carico effettivo avrebbe una reattanza induttiva primaria e secondaria considerevoli, per cui le tensioni indotte nei due avvolgimenti sarebbero molto alte con pericolo di scariche e di foratura dell'isolamento, il che porterebbe poi alla bruciatura degli avvolgimenti.

A pieno carico invece, la reattanza induttiva del primario viene pressoché eliminata dalla forza magnetizzante opposta determinata dalla corrente secondaria, l'angolo di fase è minimo, e — di conseguenza — il fattore di potenza si approssima all'unità (vedi figura 7 Q).

Qualsiasi reattanza presente costituisce una reattanza di fuga e quindi è una funzione del rendimento del trasformatore. Quest'ultimo, se è ben progettato, ha minima reattanza dispersa e minime perdite, sia nel rame che nel nucleo: è elevato il suo fattore di potenza, vale a dire, il rendimento è massimo.

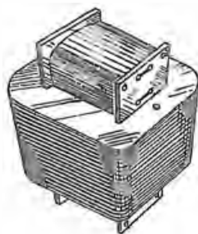
I trasformatori di alimentazione disponibili in commercio hanno un fattore di potenza pari a 0,9 o più, ed un rendimento che si approssima al 95%, come abbiamo già prima affermato.

La **figura 15 Q** esemplifica un trasformatore che può essere detto di potenza per quel che si riferisce, ovviamente, ai più frequenti impieghi in elettronica.

Esso ha un rendimento del 95% ed un fattore di potenza di 0,9; il secondario eroga 250 mA con 1 500 volt tra il centro ed ognuno degli estremi dell'avvolgimento.

La potenza d'uscita è data da:

$$P_s = 3\,000 \times 0{,}25 = 750 \text{ watt}$$





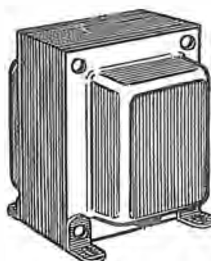




Fig. **14 Q - Trasformatori tipici usati nelle apparecchiature elettroniche. Più avanti sono esaminati gli elementi costruttivi ed il calcolo: per quest'ultimo è riportato anche un esempio pratico esposto in tutti i dettagli.**

Dal momento che il rendimento è il rapporto tra la potenza effettiva di uscita e quella d'entrata, si ha:

$$\text{Efficienza} = \frac{\text{P media (secondaria)}}{\text{P media (primaria)}}$$

$$\text{P media (primaria)} = \frac{\text{P media (secondaria)}}{\text{Efficienza}} = \frac{750}{0{,}95}$$

$$\text{P media (primaria)} = 790 \text{ watt}$$

Poiché il fattore di potenza del trasformatore è pari a 0,9, si ha:

$$\text{P media : P apparente} = 0{,}9$$

$$\text{P apparente} = \text{P media} : 0{,}9 = 790 : 0{,}9$$

$$\text{P apparente} = 877 \text{ watt}$$

Dato che la potenza apparente è sempre eguale a « E_p » volte « I_p », si ha che:

$$I_p = \frac{\text{potenza apparente}}{\text{E primaria}} = \frac{877}{110}$$

da cui: $I_p = 8$ ampère, circa.

Nei casi in cui sono in gioco piccole potenze, il rendimento ed il fattore di potenza possono essere trascurati.

La **figura 16 Q** si riferisce allo schema di un tipico trasformatore in discesa che converte la tensione di rete di 110 volt in una tensione di 6,3 volt.

Poiché il secondario riduce la tensione applicata a 6,3 volt, il rapporto tra le spire è:

$$N_s : N_p = 6{,}3 : 110 = 1 : 17{,}6 = 0{,}057$$

per cui, se nel circuito secondario scorre una corrente di 4 ampère, la corrente primaria è:

$$I_p = \frac{I_s N_s}{N_p} = 4 \times 0{,}057 = 0{,}228 \text{ ampère}$$

In questo tipo di trasformatore, una corrente primaria bassa determina una corrente relativamente elevata nel secondario, ma con tensione bassa.

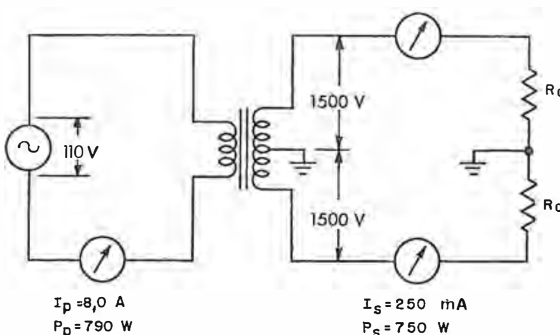


Fig. 15 Q - Trasformatore di media potenza preso ad esempio per il calcolo della potenza primaria considerando il rendimento, e della corrente considerando il fattore di potenza fra tensione e corrente.

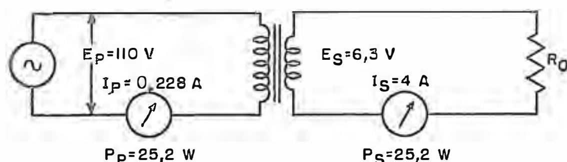


Fig. 16 Q - Nei trasformatori di piccola potenza, il fattore di rendimento e quello di potenza possono essere trascurati, per cui nell'esempio, i 25,2 watt del secondario sono considerati tali anche al primario; la corrente al primario è ricavata con l'aiuto del rapporto delle tensioni.

La potenza dissipata nel circuito secondario equivale a 6,3 volte 4, ossia 25,2 watt, mentre la potenza dissipata nel primario equivale a 110 volte 0,228, ossia 25,2 watt.

Nel calcolo della potenza totale trasferita da un trasformatore con più avvolgimenti secondari, la potenza del circuito primario equivale alla somma aritmetica delle potenze disponibili nei vari secondari.

La **figura 17 Q** illustra lo schema di un trasformatore munito di tre secondari.

La potenza fornita da « S_2 » ammonta a 25,2 watt, la potenza di « S_3 » è 5 volte 2, ossia 10 watt, e quella di « S_1 » è di 750 volte 0,7, ossia 52,5 watt, per cui la potenza totale è data da:

$$« P_s » = 25,2 + 10 + 52,5 = 87,7 \text{ watt}$$

e la potenza del primario è pressoché la medesima.

Vedremo però, in sede di calcolo costruttivo, una differenza tra queste due potenze, vale a dire tra la potenza secondaria e quella totale primaria.

La corrente primaria è data da:

$$P_p : E_p = 87,7 : 110 = 0,797 \text{ ampère}$$

La corrente effettiva misurata nel primario è però maggiore del 10% circa, ossia ammonta a 0,876 ampère a causa del fattore di potenza.

Quindi, dal momento che la potenza effettiva equivale a « EI » cos « θ » e dal momento che « E » ammonta a 110 volt, è possibile calcolare rapidamente la potenza effettiva se è nota la corrente primaria ed il fattore di potenza si approssima a 0,9, nel modo seguente:

$$P \text{ media} = I \times E \times \cos\theta = I \times 110 \times 0,9 = I \times 100 \text{ (circa)}$$

per cui, moltiplicando per 100 la corrente misurata nel primario, si ha una misura approssimativa della potenza effettiva, ossia:

$$P \text{ media} = 0,876 \times 100 = 87,6 \text{ watt}$$

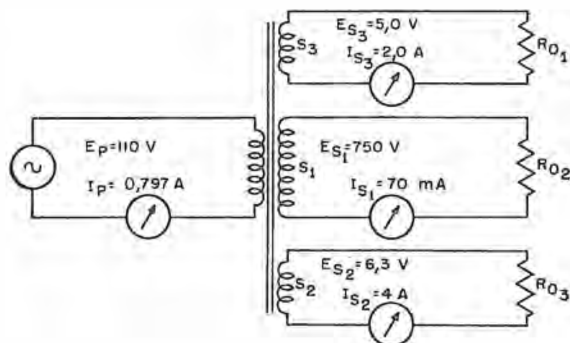


Fig. 17 Q - In sede di calcolo costruttivo di un trasformatore come quello illustrato, si tiene già conto, a differenza di quello della figura sopra, di una differenza tra l'ammontare della potenza primaria e quello della potenza secondaria.

Trasformatori per audiofrequenze

Si è visto sinora, abbastanza analiticamente, il funzionamento dei trasformatori in genere; i riferimenti esposti in proposito e molte delle considerazioni, sono state fatte però, esclusivamente nei riguardi di trasformatori di alimentazione, vale a dire di organi caratterizzati sempre dall'impiego di una certa potenza e dal funzionamento con tensioni alternate a frequenza fissa ed unica (frequenza di rete).

Nel campo dell'elettronica si incontrano però, oltre ai citati trasformatori, anche quelli che sono destinati all'uso su di una intera gamma di frequenze e che, molte volte, sono solo trasformatori di tensione, non avendo cioè il compito del trasferimento di potenza, ma dovendo semplicemente variare le tensioni di segnale negli stadi amplificatori di tensione.

Si tratta ad esempio, dei trasformatori microfonici, e di quelli, una volta molto usati ma ora in graduale scomparsa, detti « intervalvolari », ecc.

Questi trasformatori per Bassa Frequenza presentano in effetti notevole importanza e, anche se, ove possibile (grazie alla tecnica dei semiconduttori) si tende ad eliminarli (per questioni di costo, ecc.) riteniamo che il lettore debba conoscerli non soltanto superficialmente.

Diamo per acquisiti molti concetti dato che, come principio teorico di funzionamento, non vi è differenza tra le due categorie: tuttavia, in alcuni punti, sarà utile ripeterci per meglio seguire l'esposizione delle nuove nozioni.

Osserviamo ora uno schema nel quale figurano ben quattro trasformatori, due dei quali — pur sempre nell'applicazione a frequenze audio — svolgono un compito diverso da quello degli altri due.

Lo schema è riprodotto alla **figura 18 Q** e rappresenta un completo amplificatore.

Come si può notare, nel primo stadio viene impiegato un trasformatore di tensione, il cosiddetto **trasformatore d'entrata**, che ha la funzione di trasferire il segnale proveniente da un microfono o da altra sorgente analoga.

I trasformatori d'entrata hanno di solito un alto rapporto di spire tra primario e secondario allo scopo di adeguare carichi (impedenze) notevolmente diversi. Quando gli amplificatori erano a valvole, questo trasformatore presentava un rapporto in salita (bassa impedenza del microfono e alta impedenza della valvola); con i transistori (come da schema) il caso è inverso, essendo molto bassa l'impedenza d'entrata del transistore.

L'uscita del primo e secondo stadio amplificatore sono accoppiate allo stadio successivo mediante trasformatori di tensione (T_2 e T_3), chiamati **trasformatori interstadio.** Normalmente, i trasformatori interstadio hanno un basso rapporto di spire.

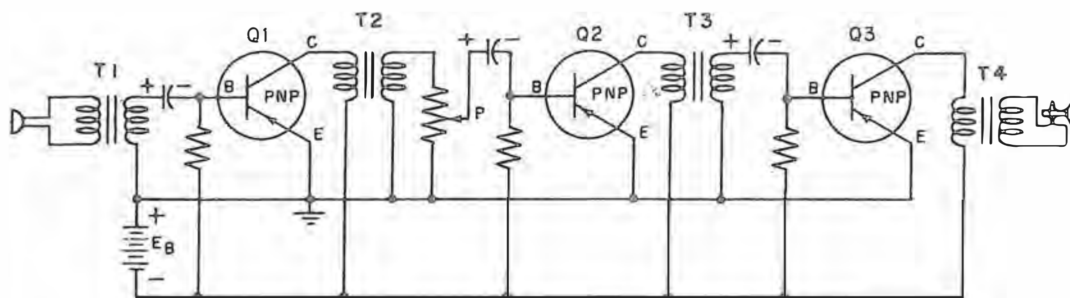


Fig. 18 Q - Amplificatore a tre transistori nel quale trovano impiego tre diversi tipi di trasformatori per Bassa Frequenza. Il rapporto di trasformazione del primo e dell'ultimo (entrata e uscita) è in discesa. T_2 e T_3 (interstadio) sono in salita (basso rapporto). La tecnica attuale tende ad eliminare i citati trasformatori, adattando le impedenze e i tipi di transistori e ricorrendo — ove possibile — a collegamenti diretti tra gli elettrodi.

L'uscita dello stadio amplificatore di potenza (Q3) viene chiusa su di un carico (che è qui, la bobina mobile di un altoparlante) attraverso un accoppiamento ottenuto mediante il cosiddetto **trasformatore d'uscita** (T_4).

I trasformatori d'uscita sono trasformatori di potenza, poiché devono fornire la potenza relativamente elevata richiesta dal carico.

Essi hanno generalmente un rapporto di trasformazione in discesa, poiché, riducendo la tensione d'uscita ottenuta dall'amplificatore di potenza, si ottiene lo scopo di aumentare la corrente fino al valore richiesto dal carico, adeguando così l'uscita stessa alle sue caratteristiche.

L'analisi di ciascuno dei tipi di trasformatori di accoppiamento sopra menzionati è facilitata ricorrendo allo studio di un « circuito equivalente » in cui si suppone presente un **trasformatore ideale.**

Le proprietà di questo trasformatore ideale che ora descriveremo, ci serviranno poi per studiare il comportamento dei trasformatori reali.

Il trasformatore "ideale"

Si dice, come si è già accennato, « trasformatore ideale » un trasformatore che non presenta alcuna perdita, ossia che non dissipa potenza.

Ovviamente, non esiste in pratica un trasformatore tale, ma attraverso lo studio di un trasformatore ideale potremo analizzare con maggiore semplicità il funzionamento dei trasformatori reali (che in pratica si avvicinano molto ad esso).

L'uso del concetto di trasformatore ideale permette di rappresentare un circuito equivalente a quello di un trasformatore vero: le perdite caratteristiche di quest'ultimo si immagina che avvengano in un semplice circuito totalmente separato dal trasformatore ideale stesso.

Diretta conseguenza della definizione di trasformatore ideale (e cioè senza perdite) è il fatto che il carico connesso ai capi del suo secondario riceve tutta la potenza che al primario viene applicata dal generatore (figura 19 Q).

La potenza di entrata P_e fornita dal generatore è eguale a $E_1 \times I_1$ e la potenza di uscita P_u è eguale a $E_2 \times I_2$.

Poiché la potenza di entrata è eguale a quella di uscita, ne segue che $E_1 \times I_1$ è eguale a $E_2 \times I_2$.

In un trasformatore ideale, il rapporto tra la tensione presente ai capi del primario e quella presente ai capi del secondario è, ovviamente, eguale al rapporto tra il numero di spire del primario ed il numero di spire del secondario. In simboli:

$$E_1 : E_2 = N_1 : N_2$$

Se lo scopo di un trasformatore è unicamente quello di isolare elettricamente il circuito del primario da quello del secondario, allora il rapporto di spire è di uno a uno (si scrive 1 : 1).

IMPEDENZA RIFLESSA

$$Z = \frac{E_1}{I_1} = \frac{120V}{0{,}05A} = 2\,400\ \Omega$$

$$\text{opp. } Z_1 = n^2 R_C = (20)^2 (6) = 2.400\ \Omega$$

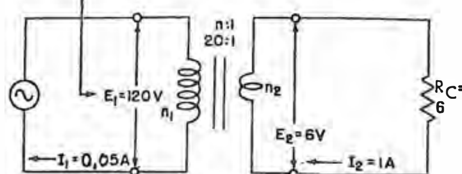


Fig. 19 Q - Con un trasformatore a rapporto in discesa (20 : 1), l'impedenza che il carico del secondario (6 ohm) riflette sul primario è pari a detto carico moltiplicato il quadrato del rapporto delle spire ($6 \times 20^2 = 2\,400$ ohm).

Se invece al secondario si vuole avere una tensione più bassa che al primario, il trasformatore ha un rapporto di spire $N_1 : N_2$ maggiore di uno (« in discesa »), mentre se si vuole una tensione più alta, il rapporto stesso è minore dell'unità («in salita »).

Poiché il prodotto della tensione « E » per la corrente « I » è costante su entrambi i lati del trasformatore ideale (essendo $E_1 \times I_1$, come abbiamo visto più sopra, eguale ad $E_2 \times I_2$), se la tensione viene elevata, la corrente diminuisce, e viceversa.

Il rapporto delle correnti è quindi l'inverso del rapporto delle tensioni, cioè:

$$I_2 : I_1 = E_1 : E_2$$

Il rapporto tra la tensione e la corrente del

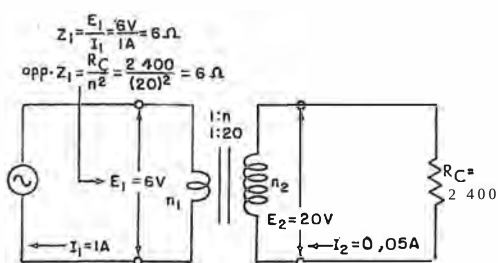


Fig. 19 Q bis - Con un trasformatore a rapporto in salita (1 : 20), l'impedenza che il carico (2 400 ohm) riflette sul primario è pari al suo valore diviso il quadrato del rapporto di spire (quindi, nell'esempio, 2 400 : 20² = 6 ohm).

primario ($E_1 : I_1$) si denomina **impedenza riflessa dal secondario**, vista nel primario.

Essa non è eguale all'impedenza reale del secondario. Chiariamo questo concetto con un esempio.

Prendiamo in considerazione il circuito già citato della figura 19 Q, e supponiamo che ai capi del secondario sia presente una tensione (E_2) di 6 volt; essendo il carico (R_c) di 6 ohm, attraverso il circuito del secondario fluirà una corrente (I_2) di 1 ampère (6 : 6 = 1).

Indichiamo con **n** il rapporto (discendente) delle spire, e supponiamo in particolare che « n » sia $N_1 : N_2 = 20$.

Il generatore quindi, alimenterà questo trasformatore ideale con tensione 20 volte maggiore di quella presente al secondario, ossia (20 × 60) con 120 volt; in conseguenza, la corrente sarà 20 volte minore (1 : 20), ossia sarà di 50 milliampère.

Il generatore « vede » perciò un'impedenza che, calcolata per mezzo della legge di Ohm (120 : 0,05), risulta di 2 400 ohm.

L'impedenza vista dal generatore è quindi 20^2 volte, ossia 400 volte maggiore di quella di carico (6 ohm).

L'impedenza di 2 400 ohm, vista dal generatore si suole chiamare come abbiamo sopra accennato, « impedenza riflessa dal secondario sul primario » o, più brevemente, « impedenza riflessa ».

In generale, l'impedenza riflessa vista dal generatore risulta dal prodotto dell'impedenza reale del secondario, moltiplicata per il quadrato del rapporto di spire « n »:

$$Z_1 = \frac{(N_1)^2}{(N_2)^2} Z_2 = n^2 Z_2$$

L'esempio precedente mostra che l'impedenza riflessa è **maggiore dell'impedenza di carico**, poiché essa viene riflessa ai capi del numero di spire del primario, che è maggiore del numero di spire del secondario.

Nel caso invece del circuito di **figura 19 Q bis**, essendo il trasformatore del tipo con rapporto di spire minore di uno, ossia in salita, l'impedenza riflessa vista dal generatore risulta **inferiore all'impedenza di carico**, poiché viene riflessa ai capi del primario costituito da un numero minore di spire.

Trasformatori d'uscita reali

I cosiddetti « trasformatori d'uscita » si usano allo scopo di accoppiare l'ultimo stadio di un amplificatore al carico relativo, quale — abbiamo visto — potrebbe essere, ad esempio, l'altoparlante.

I trasformatori d'uscita reali differiscono dal trasformatore ideale per il fatto che i fili con i quali si avvolgono il primario ed il secondario hanno, ovviamente, una resistenza finita, che, come tale, provoca una dissipazione di potenza.

Nei trasformatori reali, le altre perdite, cioè quelle derivanti da correnti disperse e dall'isteresi, sono trascurabili rispetto a dette perdite dovute alla resistenza degli avvolgimenti.

Il fatto che i trasformatori d'uscita più tipici presentino un rendimento compreso tra l'80 e il 90% rispetto al trasformatore ideale (che ovviamente presenta il 100%) fa sì che, calcolando l'impedenza riflessa secondo il metodo dianzi esposto, si introduca solo un piccolo errore.

Quindi, per il calcolo dell'impedenza riflessa, si può considerare il trasformatore d'uscita come se fosse un trasformatore ideale, ossia come se avesse un rendimento del 100%.

Normalmente, per i trasformatori d'uscita in commercio non è indicato il rapporto delle spire, bensì sono citate le impedenze per le quali il trasformatore è stato progettato.

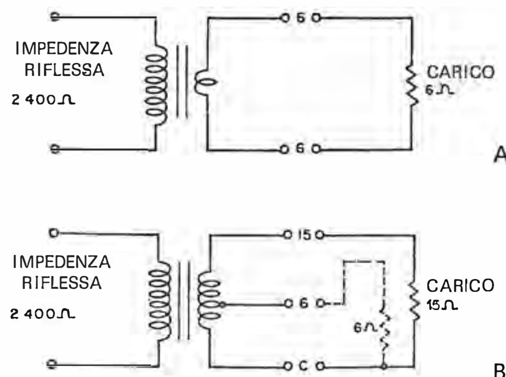


Fig. 20 Q - In A, trasformatore d'uscita corrispondente a quello ideale visto in figura 19 Q; viene spesso indicato solo il rapporto delle impedenze. In B, trasformatore con due diversi valori di carico possibile: l'impedenza riflessa, in tal caso deve restare inalterata.

Un trasformatore d'uscita, le cui caratteristiche intendono avvicinarsi a quelle del trasformatore ideale di figura 19 Q viene indicato in **A** della **figura 20 Q.**

Talora, questi trasformatori sono costruiti con prese varie sugli avvolgimenti, in modo da renderne possibile l'impiego con rapporti diversi di impedenza. Così, ad esempio, il trasformatore di uscitá in **B** della stessa figura può essere usato sia con un carico di 6 ohm che con un carico di 15 ohm. Il carico, naturalmente, va connesso ai terminali numerati corrispondentemente; in entrambi i casi l'impedenza riflessa nel primario rimane a 2 400 ohm.

I trasformatori d'uscita vengono spesso erroneamente considerati solo come trasformatori adattatori d'impedenza. Un trasformatore d'uscita però non è necessariamente un adattatore

d'impedenza. Il suo scopo principale è quello di fornire allo stadio finale di potenza quella « impedenza di carico » che è richiesta per ottenere da esso, la massima potenza d'uscita indistorta. Si deve soddisfare questo requisito se l'impedenza riflessa, vista dallo stadio finale, non è uguale alla resistenza interna dell'elemento attivo di amplificazione: transistore o valvola; quindi, se esiste una diversità tra la resistenza interna e l'impedenza riflessa del carico.

Quale che sia il loro specifico impiego, i trasformatori di Bassa Frequenza consentono in generale un trasferimento di energia nella gamma delle frequenze udibili che, come è noto, sono comprese tra i 20 ed i 20 000 Hz.

Un inconveniente associato al loro funzionamento, quasi impossibile da eliminare, è rappresentato dalla capacità distribuita tra le spire degli avvolgimenti, la quale aumenta proporzionalmente alla frequenza dei segnali applicati.

Le altre perdite che si verificano nei trasformatori di B.F. sono relative al fenomeno di isteresi ed alle correnti parassite che aumentano entrambe all'aumentare della frequenza.

L'effetto di tali perdite sarebbe costante per una data frequenza fissa (per esempio 1 000 Hz) ma dato che la frequenza della voce umana e quella della musica, a meno che non si trasmetta una sola nota, variano costantemente entro la gamma delle frequenze audio, queste perdite aumentano o diminuiscono in ragione diretta alla frequenza.

Questa particolarità produce, all'uscita del trasformatore, il fenomeno per cui alcune frequenze hanno un'ampiezza maggiore delle altre.

Il trasformatore ha un ruolo molto importante a questo riguardo nell'amplificatore; deve avere caratteristiche tali da permettere, per quanto possibile, il passaggio di tutte le frequenze con la medesima fedeltà di amplificazione.

Ciò è indispensabile, se si desidera che la voce umana o la musica sia riprodotta con le sue caratteristiche originali.

Un amplificatore a Bassa Frequenza dovrebbe permettere il passaggio di tutta la gamma delle frequenze acustiche comprese tra 20 e 20 000 Hz ed oltre, senza alcuna distorsione del segnale d'uscita.

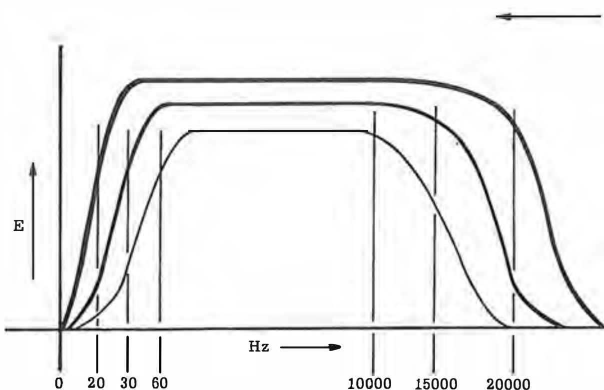


Fig. 21 Q - Tipiche curve di risposta alla frequenza di trasformatori di Bassa Frequenza. In ascisse sono rappresentate le frequenze normalmente comprese nello spettro audio, mentre in ordinate le relative ampiezze del segnale (E) presente all'uscita del trasformatore. Le tre curve sono relative a trasformatori di differente qualità.

La **figura 21 Q** illustra l'andamento della curva della tensione d'uscita in funzione della frequenza.

Un amplificatore con tali requisiti viene denominato « a responso lineare » per la totale assenza di variazioni di tensione entro i limiti di frequenza per i quali è stato progettato.

Se un trasformatore è parte integrante dell'amplificatore, esso deve avere, come questo, un responso lineare.

Purtroppo, un simile rendimento è praticamente assai difficile da ottenere su tutta la gamma delle frequenze dello spettro acustico. In genere i trasformatori di B.F. con rendimento uniforme da 20 a 20.000 Hz sono considerati eccellenti. I trasformatori di qualità discreta, ma meno costosi, hanno un rendimento uniforme per frequenze solitamente comprese tra 50 e 10 000 Hz, e quelli usati nei radio ricevitori di produzione commerciale corrente presentano un responso sufficientemente uniforme da 100 a 7 000 Hz.

Nei trasformatori destinati alla riproduzione della sola voce umana, la risposta è lineare da 150 a 3 000 Hz il che è sufficiente per lo scopo specifico indicato, ma unicamente per quello, in quanto è del tutto impossibile trasferire con tali trasformatori, per esempio, la vasta gamma di frequenze generate dai vari suoni di un'orchestra.

Come mostrato dalla **figura 22 Q**, la linearità, nel caso suddetto, non esiste più alle estremità della gamma audio, ossia per le frequenze che danno i toni più gravi e quelli più acuti.

Questo fatto può provocare la quasi totale assenza di suono o la riproduzione di un segnale distorto.

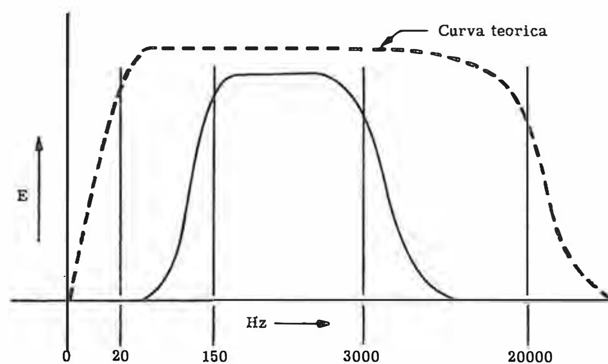


Fig. 22 Q - Sotto le condizioni della figura precedente riproduciamo la curva di risposta in frequenza di un trasformatore adatto alla gamma di frequenze della voce umana (curva continua). Si noti la notevole differenza nel confronto con la curva teorica che consente la riproduzione di tutto lo spettro audio.

Allo scopo di consentire un confronto tra la curva in esame e quella che in un caso del tutto ideale si dovrebbe ottenere, quest'ultima curva è stata tratteggiata.

In questi tipi di trasformatore il rumore di fondo dovuto alla frequenza di rete o al doppio di essa (seconda armonica) non è quindi causa di inconvenienti in quanto non è udibile.

A pagina 2 q, dicendo del funzionamento dei trasformatori di alimentazione, abbiamo constatato che l'induttanza dovrebbe essere, nel caso

ideale, la massima possibile onde assicurare il massimo accoppiamento induttivo ossia la totale concatenazione delle linee di forza del flusso tra le bobine.

Dal momento che l'induttanza è in stretta dipendenza con la permeabilità, con la dimensione del nucleo e con il numero delle spire, qualsiasi trasformatore deve fare in modo di ottenere un compromesso tra questi fattori per avere il massimo rendimento.

È oramai noto che un nucleo di dimensioni eccessive aumenta le perdite per isteresi e per correnti parassite mentre un abbondante numero di spire aumenta le perdite nel rame.

Del resto, come sopra accennato, più la frequenza è alta, più le perdite per isteresi e per le correnti di Foucault aumentano. Tali perdite sono molto più apprezzabili che non l'effetto pellicolare negli avvolgimenti.

Per questa ragione i trasformatori di B.F. sono costituiti generalmente da piccoli nuclei intorno ai quali vengono avvolte migliaia di spire. Questo accorgimento permette di raggiungere induttanze comprese tra i 50 ed i 100 henry senza eccessive perdite.

Se il trasformatore deve funzionare con piccole potenze, il filo che costituisce l'avvolgimento è generalmente di diametro molto piccolo.

Alle frequenze acustiche più basse però, il primario oppone una reattanza induttiva minore che non alle frequenze più elevate.

Pertanto, allo scopo di mantenere l'accoppiamento induttivo, è necessario che nel primario scorra una corrente di maggiore intensità.

Questo aumento della corrente magnetizzante costituisce una perdita o meglio un'attenuazione di tensione, e quindi anche di potenza, per cui le frequenze più basse vengono riprodotte più attenuate che non quelle più alte.

D'altra parte, nei confronti di queste ultime, la capacità distribuita (capacità formantesi tra gli strati) che si accumula nel gran numero di spire sia nell'avvolgimento primario che in quello secondario, produce una attenuazione che riduce, proporzionalmente con la frequenza, il segnale di uscita.

Trasformatori interstadio

I trasformatori che vengono usati per accoppiare due stadi successivi di un amplificatore sono noti generalmente col nome di trasformatori interstadio.

L'accoppiamento mediante trasformatore è, sotto alcuni aspetti già accennati, superiore agli altri tipi di accoppiamento. Anzitutto, il possibile rapporto in salita delle spire consente allo stadio un guadagno di tensione superiore al coefficiente di amplificazione del dispositivo amplificante (valvola o transistore).

In secondo luogo, la tensione di alimentazione occorrente non è necessariamente alta, poiché la caduta di tensione ai capi del primario del trasformatore è così piccola che quasi tutta la tensione disponibile risulta applicata all'elettrodo interessato; infine, come vedremo trattando dell'amplificazione, il circuito può venire facilmente adattato ad un funzionamento detto in « controfase », ciò che permette di ridurre sostanzialmente la distorsione.

Gli inconvenienti che un accoppiamento mediante trasformatore interstadio presenta sono invece i seguenti:

1) il costo di un trasformatore è superiore al costo degli elementi costituenti un circuito di accoppiamento che impieghi solo resistori e condensatori;

2) la caratteristica di risposta di un trasformatore in funzione della frequenza si estende su una banda relativamente ristretta, ed è per di più meno lineare di quella ottenuta con altri sistemi di accoppiamento;

3) i campi dispersi della corrente alternata esterni e prossimi al trasformatore inducono in esso facilmente tensioni di disturbo;

4) l'accoppiamento mediante trasformatore interstadio, per mantenere una curva di risposta abbastanza lineare, richiede sempre dispositivi con bassa resistenza interna, dal che deriva un basso fattore di amplificazione.

La curva di risposta in funzione della frequenza, che già conosciamo (**figura 23 Q**), mostra l'andamento caratteristico di un amplificatore tipico con accoppiamento a trasformatore.

Come si osserva, vi è una risposta assai uniforme nel tratto centrale, preceduta da una attenuazione graduale delle frequenze basse,

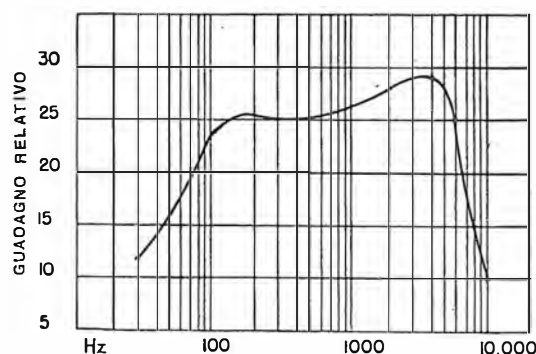


Fig. 23 Q - Curva rappresentante l'andamento delle risposte alle diverse frequenze in un amplificatore con accoppiamento a trasformatore. Il tratto uniforme è piuttosto limitato (zona centrale).

seguita da un picco di risonanza nelle alte e, successivamente, da una ripida discesa.

Circuito equivalente interstadio

Nell'analizzare un amplificatore con accoppiamento a trasformatore (**figura 24 Q**), è utile basarsi sull'impiego di un trasformatore a rapporto di spire quanto più possibile elevato, man-

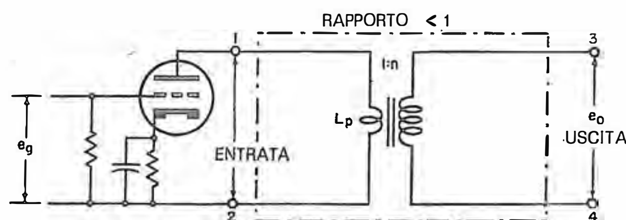


Fig. 24 Q - **Circuito interstadio a trasformatore preso in esame per l'analisi del comportamento a mezzo della rappresentazione di un** « circuito a T equivalente » **e di un** « trasformatore ideale » **raffigurati come tali nell'illustrazione a piede di pagina.**

tenente, nello stesso tempo, basse perdite a tutte le frequenze.

Nel circuito equivalente del trasformatore, riportato alla **figura 25 Q**, le perdite e l'elevamento di tensione sono rappresentate in due distinte parti del circuito: la parte cosiddetta « equivalente a T » ed il trasformatore ideale.

Nella parte equivalente a T, si hanno i componenti che causano tutte le perdite nel trasformatore reale; il trasformatore ideale è riportato solo per illustrare l'innalzamento di tensione.

Considerate nell'insieme, le due parti costituiscono un circuito equivalente atto a rappresentare, con ottima approssimazione, il comportamento elettrico di un trasformatore interstadio, a tutte le frequenze.

Il ramo in parallelo del circuito a T è costituito da un'induttanza, « L_p », il cui valore è pressoché eguale a quello del primario del trasformatore.

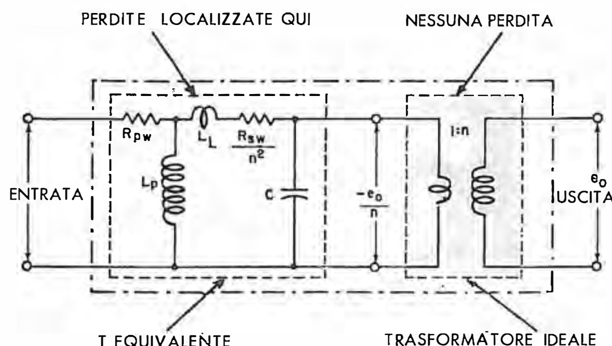
Il ramo in serie, a sinistra, è costituito dalla resistenza « R_{pw}/n^2 », ossia la resistenza del secondario rispetto alla corrente continua, riflessa al primario, l'altro è l'induttanza dispersa riflessa del secondario, L_L.

L'induttanza dispersa — sappiamo — rappresenza quella parte del flusso magnetico totale di un trasformatore che non è concatenata né col primario né col secondario.

Nei trasformatori intersadio la quantità più rilevante di flusso disperso si ha nel lato che presenta il numero di spire più alto, ossia nel secondario. Questa induttanza dispersa è inevitabile, poiché in pratica è molto difficile accoppiare perfettamente un avvolgimento relativamente voluminoso con un nucleo piuttosto piccolo.

Il flusso disperso relativo al primario in questi trasformatori è invece così piccolo da poter essere trascurato, ed è per questo che non compare nel circuito a T.

Fig. 25 Q - **Nel circuito a T equivalente sono rappresentati tutti gli elementi di perdita (R_{pw}; L_L; R_{sw}/n^2; C) del trasformatore, mentre ad indicare la pura e semplice trasformazione è raffigurato, a destra, il** « trasformatore ideale ».



Il condensatore « C » rappresenta, complessivamente, tutte le capacità presenti nel trasformatore, sia tra le spire che tra primario e secondario.

I terminali d'uscita del circuito equivalente a T, alimentano il primario del trasformatore ideale.

La figura 25 Q mostra che la tensione all'uscita del circuito a T è « $-e_o/n$ » ed appare al primario del trasformatore ideale.

Il segno « meno » indica uno sfasamento di 180° (polarità invertita) nel trasformatore ideale.

Il comportamento di un trasformatore interstadio può venire studiato analizzando la risposta alle frequenze alte, centrali e basse.

Risposta dell'amplificatore

Guadagno alle frequenze centrali. Gli effetti di tutti gli elementi del circuito equivalente a T, per le frequenze centrali, sono trascurabili.

Un esempio numerico servirà a chiarire questa affermazione. Il circuito tipico di accoppiamento a trasformatore di **figura 26 Q** ha in **figura 27 Q** il suo circuito equivalente a T con valori numerici delle reattanze per una frequenza di 1 000 Hz.

È chiaro che le impedenze dei due rami in serie sono trascurabili rispetto alle reattanze in parallelo di « L_p » e « C ».

Peraltro, anche gli effetti delle reattanze in parallelo alle impedenze, sono trascurabili, essendo esse molto elevate rispetto alla resistenza interna « r_p » del generatore (10 kohm).

Così, a 1 000 Hz, il circuito è ridotto a quello semplice della **figura 28 Q**, nel quale tutte le perdite dell'equivalente T sono trascurate, e la tensione equivalente del generatore appare come « e_g » ai capi del primario del trasformatore ideale avendosi, così:

$$-\mu e_g = -e_o/n$$

Il guadagno alle frequenze intermedia, « A_M », si trova moltiplicando entrambi i membri di questa equazione per «n» (ottenendo $\mu\, n\, e_g = e_o$) e dividendoli successivamente per e_g.

Il guadagno alle frequenze centrali è quindi:

$$A_M = e_o : e_g = \mu\, n$$

Questa equazione mostra che il guadagno in tensione alle frequenze intermedie di un amplificatore con accoppiamento a trasformatore è « n » volte maggiore del coefficiente dell'elemento attivo di amplificazione, essendo « n » il rapporto di spire in salita.

Per esempio, supponiamo che in un amplificatore ad un solo stadio sia usata una valvola con un trasformatore a rapporto 1 : 3, in salita. Il μ della valvola sia 20. Il guadagno dell'ampli-

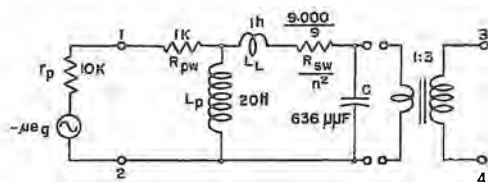


Fig. 26 Q - Configurazione equivalente di circuito di accoppiamento a trasformatore con indicazione dei valori tipici dei diversi elementi. Nella figura 27 Q detti elementi sono rappresentati per gli effetti reattivi che essi assumono alla frequenza di 1 000 hertz.

ficatore alle frequenze intermedie è allora μn (20 × 3) ossia 60.

Pertanto, applicando all'entrata della valvola un segnale di 1 volt (per frequenze della zona centrale della banda) si ottiene ai terminali del secondario del trasformatore una tensione di 60 volt.

La polarità o fase della tensione d'uscita di un amplificatore quale quello sopra descritto è la medesima della polarità all'ingresso, poiché prima la valvola e poi il trasformatore la invertono per proprio conto, rendendo nullo lo sfasamento totale.

Guadagno alle frequenze basse. La reattanza induttiva in parallelo del primario, « L_p » (figura 26 Q), non è trascurabile alle frequenze basse, poiché scende rapidamente al diminuire della frequenza del segnale applicato.

Nella **figura 29 Q**, abbiamo dunque rappresentata solo l'induttanza « L_p » essendo, per le ragioni anzi menzionate, pressoché nulla la corrente attraverso « C »; l'uscita del circuito equivalente a T è praticamente come un circuito aperto alle frequenze basse.

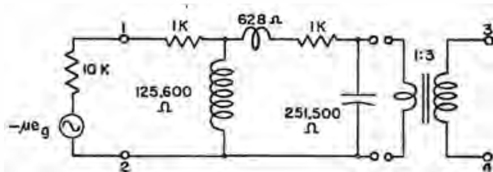


Fig. 27 Q - Alla frequenza media di 1 000 hertz, le impedenze dei due rami in serie, come si vede, sono trascurabili rispetto alla reattanza di L e di C in parallelo. Anche gli effetti di questi ultimi sono però trascurabili in considerazione del basso valore della resistenza interna del generatore.

Per questa ragione è possibile, alle frequenze basse, sostituire il secondo ramo in serie con un cortocircuito (figura 29 Q), poiché, essendo minima la corrente che attraversa il condensatore, sarà pressoché nulla la caduta di potenziale ai capi di « L_L » ed « R_{sw}/n^2 ».

L'insieme di « r_p », « R_{pw} » ed « L_p » funge da divisore della tensione applicata ai capi del generatore equivalente, « $-\mu e_g$ ».

Una buona risposta alle frequenze basse si ottiene diminuendo la caduta di tensione in « r_p » e « R_{pw} ». Ciò richiede l'uso di un elemento attivo (valvola o transistore) del tipo a bassa resistenza di carico, e di un trasformatore avente una dissipazione di corrente continua trascurabile.

Si può concludere che i valori permessi per l'induttanza e la resistenza del primario di un trasformatore sono limitati dai requisiti richiesti alle frequenze alte e basse.

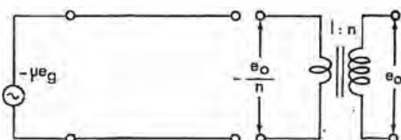


Fig. 28 Q - In considerazione di quanto osservato alle due figure precedenti, si può rappresentare così l'equivalente del circuito a trasformatore (e cioè col solo trasformatore ideale) per la situazione riferita alle frequenze medie.

Una induttanza molto bassa nel primario riduce il guadagno alle frequenze basse, mentre una induttanza molto elevata lo riduce, come ora vedremo, alle frequenze alte.

Guadagno alle frequenze alte. La reattanza dell'induttanza in parallelo del primario « L_p » (figura 26 Q) aumenta con la frequenza (essendo $X_L = 2\pi fL$) e quindi, alle frequenze alte il suo effetto è trascurabile rispetto a quello della resistenza di placca, « r_p ».

Ad esempio, la reattanza del primario, « L_p »,

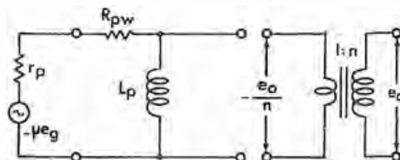


Fig. 29 Q - Per le frequenze basse entra in giuoco la reattanza induttiva, L_p, del primario. L'effetto C è trascurabile e, di conseguenza lo è anche la caduta dovuta ad R_{sw}/n^2 e ad L_L. Per una buona risposta occorre un basso valore di r_p e di R_{pw}.

è di 125 600 ohm a 1 000 Hz (figura 27 Q): se aumentiamo la frequenza fino a 10 000 Hz la reattanza sale a 1 256 000 ohm.

Per contro, la reattanza di « C », che diminuisce con la frequenza ($X_c = 1/2\pi fC$), passa da 251 500 ohm (1 000 Hz) a 25 150 ohm, a 10 000 Hz. Si tratta quindi di un valore che non è più trascurabile, rispetto ad « r_p ».

Così, il circuito equivalente per le frequenze alte si riduce ad un circuito in serie costituito dalle resistenze « r_p », « R_{pw} », « R_{sw}/n^2 », dall'induttanza « L_L » e dalla capacità « C » (**figura 30 Q**).

All'estremo alto della curva di risposta, la tensione ai capi di « C » sale, poiché « L_L » e « C » costituiscono un circuito risonante in serie.

L'aumento della tensione ai capi di « C » dipende dal fattore « Q » del circuito. Nel circuito di figura 27 Q, per esempio, la frequenza di risonanza del circuito « L_L-C » è di 20 kHz

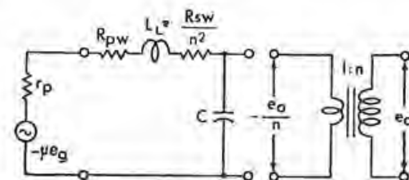


Fig. 30 Q - Per le frequenze alte è l'effetto di L_p che è trascurabile: è molto importante invece la reattanza capacitiva di C. Il circuito, per tali frequenze, si riduce ad un circuito in serie comprendente r_p, R_{pw}, R_{sw}/n^2, L_L e C. Ad un certo punto si verifica la risonanza ad opera di L_L e C.

ed in conseguenza il « Q », in condizioni di risonanza, è « X_L » diviso per la resistenza totale in serie (cioè $2\pi fL$ = 6,28 volte 20 000 volte 0,1) ossia 12 560 : 12 000, e risulta quindi eguale a 1,046.

La tensione ai capi di « C » sale allora, in condizioni di risonanza, ad un valore pari a 1,046 volte quello delle frequenze centrali, ed a frequenza lievemente inferiore, ad un valore ancora più alto (osservare l'andamento della curva in figura 23 Q).

Oltre la risonanza, la risposta cade rapidamente perché la reattanza « XL_L » sale e la reattanza di « C » cade.

L'analisi che abbiamo fatto dimostra che la risposta di un amplificatore con accoppiamento mediante trasformatore, alle frequenze elevate scende al salire del valore di « C », poiché la frequenza di risonanza più bassa risultante diminuisce il « Q » effettivo e porta ad una discesa più ripida della curva.

Per ottenere un buon comportamento dell'amplificatore alle frequenze alte è necessario un basso valore di « C »: poiché « C » dipende dalle dimensioni dell'avvolgimento, in questo caso è necessario un primario di piccole dimensioni.

Ciò è in contrasto col requisito occorrente per una buona amplificazione alle frequenze basse, ossia un'induttanza elevata del primario.

Di solito si risolve questo problema scegliendo una via di mezzo.

Trasformatore d'uscita: risposta

Il circuito equivalente del trasformatore di uscita illustrato alla **figura 31 Q**, differisce anzitutto dal circuito equivalente di un trasformatore interstadio essenzialmente per il motivo che un trasformatore d'uscita ha in genere un rapporto di spire discendente.

Differisce poi nel fatto che l'induttanza dispersa appare in esso praticamente solo nel primario, data la sua più elevata induttanza di avvolgimento. Le capacità vengono trascurate e non riportate in disegno, poiché la reattanza relativa appare come basso valore di « C » diviso per « n^2 » in parallelo all'uscita del circuito a T.

Ad esempio, il rapporto di spire di un trasformatore tipico d'uscita è 30 : 1 e la capacità « C » nel circuito a T equivalente, appare divisa per 30^2, ossia per 900, risultando pertanto trascurabile nel suo effetto.

Il picco di risonanza ottenuto nei trasformatori interstadio è, in conseguenza di quanto sopra, assente nei trasformatori d'uscita, e la curva di risposta è perciò simmetrica su entrambi i lati delle frequenze centrali. Si tratta quindi di una curva di risposta del tipo di quella che si ottiene con un accoppiamento a sole resistenze e capacità (**figura 32 Q**).

Una buona risposta alle frequenze basse si può ottenere adottando un'alta induttanza « L_p », per il primario, mentre una buona risposta alle frequenze alte si può ottenere con una bassa induttanza dispersa, « L_L ».

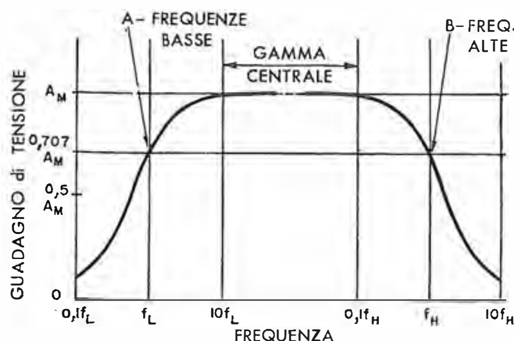


Fig. 32 Q - Curva relativa ad un trasformatore d'uscita. Con i trasformatori d'uscita, a causa della bassa capacità distribuita, non si hanno picchi di risonanza e la curva è simile a quella di un accoppiamento a resistenza-capacità. A e B indicano due livelli a metà potenza.

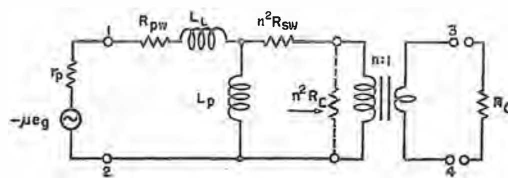


Fig. 31 Q - Nel caso di un trasformatore d'uscita l'induttanza dispersa appare solo nel primario e le reattanze capacitive sono anch'esse trascurabili: non figura, perciò, il picco di risonanza che si è visto esservi nei trasformatori interstadio. Si adotta un compromesso per il valore di Lp, tale da portare ad un responso egualmente suddiviso nella gamma di frequenza.

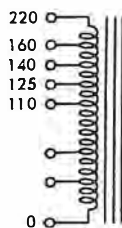


Fig. 33 Q - L'autotrasformatore è caratterizzato da un avvolgimento unico con prese varie. Tutte le prese previste possono essere utilizzate tanto per la tensione entrante che per quella uscente; è evidente la duttilità di impiego, che si accompagna ad un costo più basso di quello di un pari trasformatore.

Come nel caso dei trasformatori interstadio, non è possibile ottenere contemporaneamente questi due requisiti, che sono in antitesi perché un'ampia induttanza primaria dà luogo ad una notevole induttanza dispersa che a sua volta riduce il responso nelle frequenze alte: si ricorre dunque, anche qui, ad un compromesso.

Gli autotrasformatori

Esiste un tipo di « trasformatore », funzionante su princìpi del tutto analoghi a quelli sin qui esaminati, ma sostanzialmente diverso nei confronti del calcolo relativo alle potenze in gioco, e quindi alle caratteristiche dimensionali. Si tratta dell'**autotrasformatore**, già citato in varie occasioni.

L'autotrasformatore non è che **un trasformatore provvisto di un unico avvolgimento**, ed in grado di erogare varie tensioni con varie correnti, a seconda delle caratteristiche elettriche del carico applicato in uscita.

Da ciò è facile comprendere che, mediante tale dispositivo, è possibile convertire un valore di tensione in un altro, senza peraltro creare necessariamente due circuiti isolati tra loro elettricamente, come avviene con i comuni trasformatori.

Come si nota osservando la **figura 33 Q**, un autotrasformatore è un avvolgimento effettuato su di un nucleo ferromagnetico, provvisto di almeno una presa intermedia.

Le prese intermedie possono essere in qualsiasi numero, a seconda delle esigenze, ossia delle possibilità di trasformazione richieste al dispositivo.

Ovviamente, anche nell'autotrasformatore le tensioni sono direttamente proporzionali al numero di spire. L'autotrasformatore può anch'esso funzionare sia come elevatore che come riduttore della tensione.

I suoi vantaggi nei confronti del trasformatore sono rappresentati da una importante economia di rame e di ferro e da più basse perdite energetiche.

I suoi inconvenienti sono essenzialmente due: essendo l'entrata e l'uscita in diretto contatto tra loro (avvolgimento unico) non vi è possibilità di isolamento dell'apparecchiatura, e ciò è importante nel caso, ad esempio, di alimentazione da rete; inoltre, se il rapporto di trasformazione supera le 4 volte, non vi è più convenienza economica, anche a causa degli accorgimenti di isolamento necessari ad evitare gli impulsi di extracorrente che in tal caso assumono valori notevoli.

Questo componente è, in ogni caso, di grande interesse e di assai frequente impiego: per questo motivo ci occuperemo, più avanti, ancora di esso, con esposizione della teoria di funzionamento ed esempi di calcolo.

Calcolo e costruzione

Il lettore che intende mettere in pratica quanto apprende durante lo svolgimento del presente Corso, troverà particolarmente utile approfondire l'argomento « trasformatori » per tre motivi: in primo luogo, in quanto, a volte, è possibile usare un trasformatore per una applicazione pratica le cui caratteristiche differiscono da quelle per le quali il trasformatore stesso è stato costruito.

In secondo luogo, perché accade sovente di dover ricostruire o riavvolgere — interamente o in parte — un trasformatore già disponibile, evitando di acquistarne uno nuovo.

In terzo luogo, in quanto un tecnico che abbia approfondito tale argomento è in grado di progettare e realizzare i trasformatori che gli occorrono con un notevole risparmio di denaro.

Ciò che ci proponiamo è quindi di mettere il lettore in grado di progettare e costruire un trasformatore, dopo di che — logicamente — egli sarà anche in grado di effettuare eventuali modifiche o riparazioni.

Trasformatori di alimentazione

Abbiamo visto che, allorché l'avvolgimento primario di un trasformatore di alimentazione è collegato alla rete di illuminazione, il flusso magnetico variabile prodotto dalla corrente alternata che lo percorre induce nell'avvolgimento secondario una tensione alternata, disponibile ai suoi capi.

L'ammontare di detta tensione, presente peraltro ai capi di ogni avvolgimento secondario (qualora essi siano in numero maggiore di uno) abbiamo visto anche che dipende dal numero delle spire avvolte sia nel primario, sia in ogni secondario.

In particolare, la tensione indotta è in stretta relazione col rapporto tra il numero delle spire primarie e quello delle spire secondarie.

Supponiamo, ad esempio, che la tensione di rete sia di 100 volt c.a., e che l'avvolgimento primario consti di 100 spire: ciò significa che, per ogni spira primaria, si ha la tensione di 1 volt, ossia 1 spira per volt, o 1 volt per spira.

Se tale è il rapporto primario, esso permane anche in ogni secondario, per cui se un secondario di quel trasformatore fornisce una tensione di 300 volt, ciò significa che è costituito da un avvolgimento di 300 spire.

È importante notare che detta tensione si riferisce all'avvolgimento secondario con circuito aperto, ossia senza alcun carico che consumi la corrente erogata.

Non appena invece viene applicato un carico, l'ammontare della tensione secondaria diminuisce del 5 o del 10%, a seconda delle caratteristiche del trasformatore.

Matematicamente parlando, il fattore « spire/volt » di un dato trasformatore può essere espresso mediante la formula:

$$\text{N° spire} \times \text{volt} = \frac{\text{Numero spire dell'avvolgimento}}{\text{Tensione presente ai suoi capi}}$$

I nuclei di materiale ferroso hanno il compito di concentrare il flusso magnetico nelle zone in cui si desidera la maggiore intensità, dove cioè esso è più efficace agli effetti pratici.

In altre parole — come abbiamo esposto più volte — essi fanno in modo che tutte le linee di forza presenti contribuiscano ad indurre nel o nei secondari, una tensione alternata allorché una corrente scorre nel circuito primario. Supponiamo non si usasse un nucleo magnetico, la maggior parte del flusso si disperderebbe nell'aria, ed il trasferimento di energia dal primario ai secondari sarebbe troppo basso per giustificare l'impiego pratico di un trasformatore.

Inoltre, un trasformatore privo di nucleo — ossia con nucleo « ad aria » — per poter funzionare con la frequenza della rete di alimentazione, dovrebbe avere dimensioni assurde onde essere in grado di fornire una quantità di energia apprezzabile.

Il materiale usato per la realizzazione dei nuclei non ha una struttura solida e compatta, bensì è costituito da strati metallici, detti « lamierini » sovrapposti in quantità tale da raggiungere lo spessore desiderato: anche di questo sappiamo il perché.

Le perdite dovute alle correnti parassite sono tanto minori quanto più i lamierini sono sottili, il che rende minime le perdite di potenza e lo sviluppo di energia termica; anche quest'ultima costituisce logicamente una dispersione di potenza.

I vari fabbricanti mettono in commercio, a disposizione delle industrie elettroniche, diversi tipi di lamierini, la cui forma e le cui dimensioni sono conformi alle tensioni ed alle potenze normalmente in gioco in tale ramo.

Per lo più, i lamierini hanno la forma ben nota detta ad « E » (con « I » di chiusura) oppure la forma ad « M »; la **tabella 2 Q** a pagina 27 q, elenca le dimensioni fisiche più comuni.

Le varie misure sono distinte dalle dimensioni massime esterne, per cui, un lamierino può essere individuato come lamierino da 32 × 38, 37 × 44, 63 × 76 oppure 76 × 80 mm, ecc.

Allorché detti lamierini vengono inseriti in un avvolgimento per completare il trasformatore, vengono, per così dire, « interlacciati », ossia vengono introdotti uno in un senso ed uno nel-

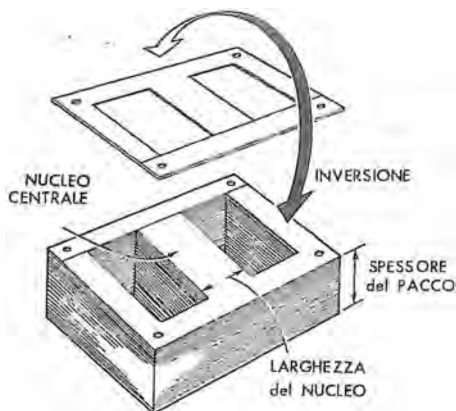


Fig. 34 Q - Il pacco lamellare del trasformatore viene formato inserendo nel rocchetto o carcassa recante gli avvolgimenti, i lamierini, uno per uno, alternando, se hanno questa forma, i pezzi ad « E » con quelli ad « I » di chiusura.

l'altro, in modo che la lettera « E » sia una volta nel senso giusto ed una volta nel senso inverso, applicando in ogni caso i restanti lamierini ad « I » in modo da chiudere sempre tutti i lati aperti di ciascun lamierino ad « E » (**figura 34 Q**).

Esiste, come si è accennato, un altro tipo comune di lamierino, che elimina la necessità di utilizzare i segmenti ad « I » per il completamento del pacco lamellare. Esso è costituito da lamierini dalla forma di cui alla **figura 35 Q**, asimmetrica, ossia con il gambo centrale di lunghezza diversa; in tal modo, inserendo i due pezzi nell'avvolgimento con l'accorgimento di capovolgerli alternativamente, ogni gamba corta corrisponderà ad una gamba lunga del lamierino successivo, ed il pacco lamellare resterà costituito da strati di spessore costante.

Un terzo tipo è, infine (**figura 36 Q**), quello corrispondente al N. 3 della tabella relativa; esso va inserito flettendo leggermente la parte centrale e, naturalmente introducendolo una volta in un senso e una volta nell'altro.

Il motivo per il quale i lamierini hanno forme di questo genere è del tutto intuitivo; è infatti chiaro che — dal momento che l'avvolgimento viene realizzato a parte, prima di introdurre il nucleo — il nucleo stesso (formato dai lamierini) deve essere interrotto per rendere possibile l'introduzione del rocchetto recante gli avvolgimenti oppure, se — come si è detto — si alternano i lamierini, per introdurli singolarmente, uno alla volta.

Esistono altri tipi ed altre forme; su di essi non ci dilunghiamo in quanto il lettore, se avrà occasione di osservarne, constaterà che la differenza può sussistere solo ai fini pratici costruttivi e quasi mai concerne il risultato finale.

Un esempio di calcolo

Nella fase di progetto di un trasformatore di alimentazione entrano in gioco e devono essere determinati cinque fattori principali:

Fig. 35 Q - Lo stesso risultato di cui alla figura precedente si ottiene con lamierini di questa forma, sempre invertendo il lato dei due diversi pezzi.

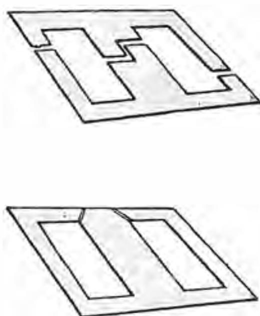


Fig. 36 Q - Con questo tipo di lamierino, il pezzo è unico ed il gambo centrale flette: è necessario però, sempre, l'introduzione a senso alterno.

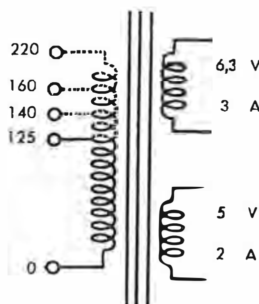


Fig. 37 Q - Trasformatore di cui viene dato l'esempio di calcolo nel testo. I dati relativi alle tensioni primarie superiori ai 125 volt sono pure esposti, come possibile variante.

1) La potenza primaria totale.

2) La sezione del nucleo.

3) La sezione del filo di rame.

4) Il numero delle spire di avvolgimento.

5) Le dimensioni dei lamierini.

La potenza primaria totale

Supponiamo di dover costruire un trasformatore (**figura 37 Q**), provvisto di due secondari: uno che debba fornire una tensione di 6,3 volt con una corrente di 3 ampère, ed uno che debba fornire una tensione di 5 volt con una corrente di 2 ampère.

La tensione al primario sia di 125 volt: vedremo più avanti le varianti per una diversa tensione primaria.

Calcoleremo dunque — come prima operazione — la potenza.

I volt-ampère del primo secondario sono: $6,3 \times 3 = 18,9$ e quelli del secondo: $5 \times 2 = 10$. Si hanno quindi $18,9 + 10 = 28,9$ volt-ampère che costituiscono la potenza totale d'uscita del trasformatore.

A questo punto, è opportuno notare che il dato che ci necessita per la determinazione degli altri elementi, è quello della potenza al primario.

Se il trasformatore non presentasse alcuna perdita nello svolgimento della sua funzione, la potenza al primario sarebbe eguale a quella totale dei secondari che già conosciamo, ma ciò non è nella realtà.

In pratica quindi, per giungere al valore che ci interessa, si moltiplica il totale dei volt-ampère (VA) secondari per il numero 1,4.

Nel nostro caso: $28,9 \times 1,4 = 40,46$ volt-ampère al primario.

La sezione del nucleo

Occorre ora determinare la sezione del nucleo.

A questo scopo ci si può servire della formula:

Sezione netta (S_n) = 1,5 $\sqrt{\text{potenza primaria } (P_p)}$

oppure — se non si vogliono fare calcoli — dell'abaco di cui alla **tabella 1 Q** riportata a pagina 26 q.

Sia nell'uno che nell'altro caso troviamo che la sezione a noi necessaria è di 9,6 cm².

Noto il valore della sezione, occorre stabilire lo spessore del lamierino da scegliere (si veda a pagina 27 q); si potrà poi, con l'aiuto dell'abaco della tabella 1 Q conoscere la sezione lorda.

Adottando un lamierino da 0,35 mm di spessore (più è sottile il lamierino e minori perdite si hanno) avremo, sempre in corrispondenza dei 40,46 volt-ampère — secondo l'indicazione dell'abaco — una sezione lorda di 11 cm².

La sezione del filo

La sezione del filo da impiegare per i diversi avvolgimenti è in stretta dipendenza della corrente che in esso deve circolare.

La corrente dei secondari ci è nota perché è uno degli elementi di partenza da noi prefissati: non ci è nota invece quella del primario, ed è necessario perciò accertarla.

Come ben sappiamo la corrente equivale al rapporto tra la potenza e la tensione (I = P : V). La potenza al primario del nostro trasformatore è di 40,46 VA: per semplificare i calcoli arrotonderemo a 40,5 VA.

La tensione primaria è stata stabilita in 125 volt, per cui la corrente sarà:

$$\frac{\text{« VA » primari}}{\text{tensione primaria}} = \frac{40,5}{125} = 0,32 \text{ ampère}$$

Ora possiamo determinare la sezione del filo da usare.

A seconda dei criteri generali costruttivi (maggiore o minore economia di rame, maggiore o minore riscaldamento del trasformatore) si stabilisce una quantità di corrente in relazione alla sezione del filo.

Solitamente si ammettono dai 2,0 ai 3,5 ampère per mm²: consigliamo un valore di 3 ampère per mm² se il trasformatore deve rimanere inserito in modo continuato nei suoi impieghi per alcune ore, un valore di 2,5 ampère per usi prolungati a sette-otto ore e di 2,0 ampère se deve funzionare 24 ore su 24 ore.

Abbiamo preparato per il lettore, nei riguardi del filo di rame, una tabella molto utile (**tabella 3 Q** a pagina 28 q).

In essa sono riportati numerosi dati posti in relazione tra loro sì da permettere di conoscere, rapidamente, i molteplici elementi che possono interessare (diametro, peso, spire per cm, resistenza, ecc.).

Nella tabella in questione si individuerà quale diametro deve avere il filo in rapporto alla densità di corrente prescelta. Se stabiliamo, ad esempio, 2,5 ampère per cm², apprendiamo che per la nostra corrente di 0,32 ampère occorre un filo da 0,40 mm di diametro.

Analogamente — a mezzo della tabella — troveremo che il filo per il secondario che deve fornire 3 ampère dovrà essere di 1,2 mm e quello per il secondario a 2 ampère, di 1 mm di diametro.

Naturalmente è ammessa una certa tolleranza nel valore di corrente o nel diametro, onde avvicinarsi a numeri interi, se necessario.

Facciamo osservare, a questo punto, che qualche volta i trasformatori di alimentazione presentano un avvolgimento primario che può essere inserito su tensioni diverse, intervenendo, ben inteso, sul dispositivo « cambio-tensioni ». Quest'ultimo è, in sostanza, un commutatore semifisso, mediante il quale si inserisce, per ogni posizione, un diverso numero di spire (**figura 38 Q**) di modo che risulti un'idoneità con la tensione disponibile.

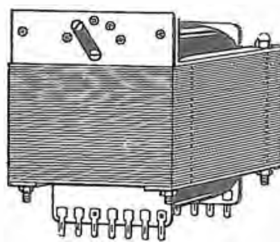


Fig. 38 Q - Con diverse tensioni previste al primario, si adotta il « cambio-tensioni » che, a volte è montato, come in questa illustrazione, sul trasformatore stesso.

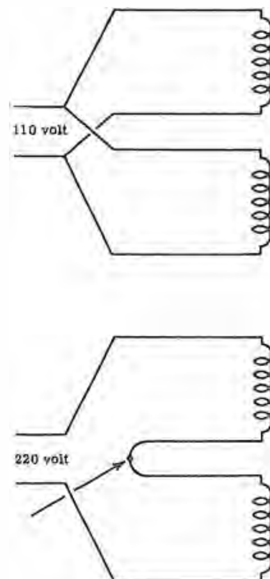


Fig. 39 Q - Se l'avvolgimento primario viene avvolto in due distinte sezioni, eguali, collegando le stesse in parallelo il trasformatore può essere usato su 110 V; collegandole in serie, lo si può inserire su 220 V. La freccia indica il punto di unione e di interruzione dei due avvolgimenti. Naturalmente è importante che le spire delle due sezioni siano avvolte nel dovuto senso.

In tal modo, le tensioni al secondario risulteranno sempre le stesse mentre al primario si potranno utilizzare, ad esempio, 110, 125, 140, 160, 220 e, a volte, 280 volt, valori di tensione rete qualche volta ancora riscontrabili.

Non avendosi, logicamente, alcuna variazione di potenza dissipata ne consegue che nell'uso con tensione alta (poniamo 220 volt) si avrà nel conduttore primario un minore passaggio di corrente che non nel caso di allacciamento su tensione bassa (110 volt).

Dal punto di vista costruttivo dei trasformatori ciò equivale ad un impiego di conduttori a sezione diversa; per meglio dire, dall'inizio dell'avvolgimento (« zero ») a 110 volt sarà adottato un filo di sezione relativa a quella corrente, mentre mano a mano che si passerà (dopo i 110 volt) alle tensioni superiori si potrà impiegare filo di sezione sempre minore con economia di rame e di ingombro. Se le tensioni sono solo due si può vantaggiosamente adottare quanto è illustrato in **figura 39 Q**.

In pratica avviene che, per non accrescere troppo i tipi di filo, si accomunano quelli di tensioni tra loro vicine: così si adotta una sezione, poniamo, da zero a 110 e 125 volt, indi una sezione minore sino a 140 e 160 volt, ed una terza sezione da 160 a 220 volt.

Sarà facile al lettore calcolare le diverse sezioni necessarie dopo aver appurato l'ammontare di corrente: basterà ripetere, con i diversi valori, quanto chiarito all'inizio di questo capitolo per stabilire tale corrente e successivamente servirsi della tabella 3 Q per individuarne il conduttore.

Il numero delle spire

Il numero di spire che viene avvolto su di un nucleo è uno dei fattori determinanti la densità del flusso magnetico presente nel nucleo stesso.

Il nostro avvolgimento primario determinerà perciò la densità di flusso del trasformatore.

Abbiamo già visto che si deve puntare sul raggiungimento della più elevata densità di flusso possibile senza però pervenire alla saturazione del ferro: si è detto anche, a questo proposito, che la maggior parte dei trasformatori costruiti per il funzionamento con la frequenza di rete funzionano in prossimità del punto di saturazione, e ciò per ragioni di economia di materiale, riduzione di ingombro, ecc.

Un valore di densità di flusso che può essere preso a base dei nostri calcoli, e che è riferito al materiale costituente il nucleo di questi tipi di trasformatori (ferro-silicio) è quello di 10 000 linee per cm².

Inoltre, poiché qui ci occupiamo per ora di trasformatori di alimentazione è sottinteso che la frequenza sarà sempre quella di rete, ossia quella ormai standardizzata di 50 Hz.

Sarà facile determinare il numero di spire per volt che occorre avvolgere per il primario adottando questa semplice formula:

$$\text{Numero spire/volt primario} = \frac{45}{\text{sezione nucleo}}$$

Precisiamo che il valore della sezione del ferro da adottarsi è quello della sezione netta.

Vediamo ora l'applicazione al nostro trasformatore in progetto.

Sappiamo che la sezione netta necessaria è di 9,6 cm², per cui:

$$\text{Numero spire/volt primario} = \frac{45}{9{,}6} = 4{,}688 \text{ arrotondato a } 4{,}7$$

Poiché al primario del trasformatore dovranno essere applicati 125 volt (nostra premessa) si avrà:

Numero di spire primarie = 4,7 × 125 = 587

Se vogliamo che il nostro trasformatore disponga di un primario che possa essere allacciato anche a reti di tensione diversa, sarà facile stabilire che le spire primarie saranno:
4,7×140=658   4,7×160=752   4,7×220=1034
rispettivamente per le tensioni di 140, 160 e 220 volt.

In altre parole, un avvolgimento di 1034 spire con presa alla 752ª, 658ª e 587ª spira.

Per quanto riguarda le spire per volt ai secondari, applicheremo invece quest'altra formula:

$$\text{Numero spire/volt secondario} = \frac{48}{\text{sezione nucleo}}$$

che, nel caso pratico, vale:

$$\text{Numero spire/volt secondario} = \frac{48}{9{,}6} = 5$$

Perciò, per il secondario a 6,3 volt, occorreranno 6,3×5=31,5 spire e per quello a 5 volt, 5×5=25 spire.

Ci sono noti oramai molti dati d'ordine costruttivo: non ci resta che determinare il tipo di lamierino da impiegare, inteso dal punto di vista delle sue dimensioni del gambo centrale (che costituisce il nucleo) e delle finestre (ove trovano posto gli avvolgimenti).

Contemporaneamente, è opportuno farsi una idea dell'ingombro degli avvolgimenti, perché è questo il fattore, come vedremo, che condiziona la scelta del tipo di lamierino.

Le dimensioni dei lamierini

Occorre stabilire anzitutto la larghezza della colonna centrale.

Poiché, ai fini costruttivi è utile dare al nucleo una sezione quanto più possibile di forma quadrata, adottiamo l'espressione: $\sqrt{S_l}$, vale a dire, radice quadrata della sezione lorda, per trovare la larghezza che ci necessita.

Vedremo tra breve come tale dato non venga quasi mai adottato, tuttavia è utile ricavarlo egualmente perché rappresenta la misura di partenza per la successiva scelta.

Nel nostro caso: $\sqrt{11} = 3{,}3$ cm.

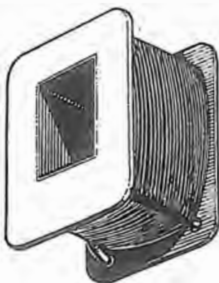
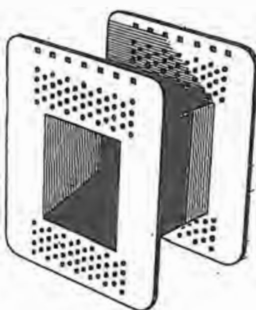


Fig. 40 Q - Gli avvolgimenti sono effettuati su di un supporto di materiale isolante detto carcassa, che è bene sia munito, ai lati, di due fiancate che contengono il filo e gli impediscono il contatto con i lamierini.



Fig. 41 Q - A volte, nei trasformatori costruiti da fabbriche specializzate, per i tipi di maggiore impegno vengono adottate carcasse particolarmente robuste e sicure, realizzate in materiale plastico, rigido, stampato. Praticando sulle fiancate di dette carcasse una serie preventiva di fori si agevola l'uscita dei diversi conduttori dell'avvolgimento.



Tra i lamierini in commercio (vedi tabella 2 Q, colonna C) con colonna centrale di valore prossimo a 33 mm, troviamo un tipo 79 × 94 che ha il gambo centrale di 32 mm.

Potremmo realizzare il trasformatore con tale tipo di lamierino ma, a cose fatte, ci accorgeremmo che le « finestre », ossia lo spazio nel quale deve trovare posto l'avvolgimento, risulterebbero male utilizzate: avanzerebbe spazio. Si avrebbe, in sostanza, un trasformatore inutilmente ingombrante.

Per evitare ciò, si adotta allora un lamierino con finestre più piccole, ma poiché questo fatto comporta automaticamente una riduzione della larghezza del gambo centrale, occorre — per avere sempre la stessa sezione lorda di 11 cm² — aumentare lo spessore totale, in altre parole, occorre rinunciare (come si è detto sopra) all'idea del nucleo quadrato per adottarne uno rettangolare.

In pratica, questa rinuncia avviene quasi sempre, vale a dire che per il nucleo si adottano sempre forme rettangolari; noi abbiamo voluto tuttavia mettere in evidenza che, ove non intervenissero i fattori enunciati, sarebbe preferibile adottare la forma quadrata.

Come si può sapere allora, a priori, quale sia il tipo di lamierino che, per le sue dimensioni, risulta idoneo alla costruzione?

È solo con un po' di pratica che si può pervenire ad una abilità di scelta, tale da far identificare subito il tipo di lamierino più adatto, conciliante le sue dimensioni con le necessità di avvolgimento.

Fortunatamente, questo « colpo d'occhio » si acquista facilmente dopo la costruzione di pochi esemplari: esso consiste, in sostanza, nel saper valutare lo spazio, o meglio, il volume che conduttori e isolamento occuperanno, per giudicare se potranno essere alloggiati nelle « finestre ».

È evidente da quanto sopra che chi non è ancora padrone di una tale tecnica valutativa deve procedere a calcoli preventivi per non incontrare spiacevoli sorprese a lavoro pressoché terminato.

Tali calcoli — che qui di seguito indichiamo — verteranno sul controllo del volume d'avvolgimento, partendo dal presupposto impiego di un dato lamierino.

Già abbiamo indicato un dato di partenza, vale a dire la misura dedotta dalla radice quadrata della sezione lorda (sul nostro caso = 33 mm); avendo presente tale dato, consigliamo di scegliere un tipo di lamierino con misura della colonna centrale pari ad un 20% circa, in meno.

Così, prenderemo in esame i lamierini a colonna centrale di 25 mm (tabella 2 Q), ovviamente con misure di ingombro esterno inferiori a quelle del tipo da 33 mm.

Se si presenta più di un tipo a disposizione è opportuno dare la prevalenza a quello che non si discosta eccessivamente dall'ingombro esterno del tipo di partenza di cui abbiamo detto (cm 79 × 94).

Così, sempre per rimanere nel nostro esempio, fisseremo la nostra attenzione sul modello cm 76 × 80, scartando il cm 63 × 76.

Dato che occorre formare 11 cm² di sezione e che il lamierino prescelto ha la colonna di 2,5 cm, occorrerà formare, con i lamierini sovrapposti, un'altezza del pacco di cm 11 : 2,5 = 4,4 centimetri.

Ora dobbiamo verificare se i necessari avvolgimenti potranno essere contenuti nelle finestre che sono, nel caso specifico, di cm 52 × 16 (tabella 2 Q).

Ciò che deve essere alloggiato nel citato spazio non è solo il filo di rame. Tra uno strato di filo e l'altro si inseriscono, spesso, strati di carta paraffinata; tra il primario ed i secondari, e tra i secondari stessi, si interpongono strati di leggero cartoncino o nastro isolante apposito, o tela imbevuta di sostanze speciali.

L'inizio e la fine di ciascun avvolgimento devono far capo all'esterno per cui si avrà un conduttore trasversale, ben isolato e fermato con fettuccia, da tenere presente nell'assieme dell'ingombro.

Infine, si avrà la carcassa di cui si è altrove parlato, che porterà via una quota notevole dello spazio a disposizione nelle finestre. Tutti questi fattori vanno tenuti in debito conto.

Se la finestra è lunga 52 mm e la carcassa adottata è del tipo — come è consigliabile sia — con fiancate (**figure 40** e **41 Q**), avremo, utili per il filo, 52 mm meno lo spessore delle due fiancate: possiamo dire mm 48 utili.

Prendiamo in considerazione l'avvolgimento del primario.

Sappiamo che occorrono 587 spire di filo da 0,40 mm.

La nostra preziosa tabella 3 Q ci informa che su 1 cm lineare trovano posto 20 spire di tale filo: abbiamo 4,8 cm utili alla finestra per cui:

4,8 × 20 = 96 spire per uno strato

Essendo 587 le spire, saranno necessari 6 strati interi ed uno parziale per residue 11 spire.

In pratica, poiché mano a mano che gli strati si sovrappongono qualche spira viene diminuita dal numero delle possibili per strato, possiamo considerare 7 strati interi.

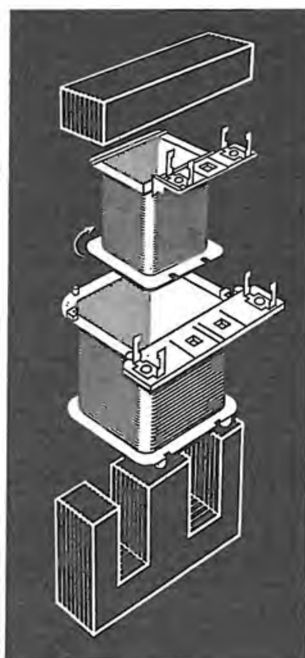
Consideriamo parallelamente il caso del primario a diverse tensioni.

La prima tra le tensioni ulteriori previste (140 volt) comporta, come abbiamo visto, 658 spire (71 spire in più delle 587).

La sezione del filo relativo può essere però leggermente inferiore a quella necessaria per i 125 volt: successivamente, aggiungendo 94 spire perverremo ai 160 volt ed infine con altre 282 spire, ai 220 volt.



Un avvolgimento particolare, che può essere eseguito solo con macchine avvolgitrici apposite, è quello toroidale, richiesto da questo tipo di trasformatore. Si tratta di un trasformatore caratterizzato dal nucleo circolare, chiuso; esso è utile soprattutto negli impieghi a frequenze audio in quanto di alto rendimento per ciò che riguarda l'utilizzazione del flusso magnetico (poca dispersione).



I diversi avvolgimenti del trasformatore possono essere avvolti anche su carcasse diverse; ciò può rendere più razionale e più flessibile la costruzione perché le combinazioni possono essere variate. Il disegno illustra appunto un possibile abbinamento dei genere.

Le spire aggiunte tra una tensione e l'altra presenteranno filo di sezione minore.

Si può conoscere la sezione di tale filo con l'impiego della tabella 3 Q, così come abbiamo fatto nei riguardi della tensione di 125 volt: divideremo prima la potenza primaria (40,5) per le singole tensioni, ottenendo 0,29 - 0,25 - 0,18 ampère e, in base a dette correnti, relative ai 140 - 160 - 220 volt, la tabella ci dirà che occorre filo di 0,38 - 0,35 - 0,30 mm rispettivamente (2,5 ampère per cm²).

Perciò, in caso di primario cosiddetto universale, avremo ancora:

1 strato (spire 71) . . . di filo da 0,38 mm, +
1 strato (spire 94) . . . di filo da 0,35 mm, +
2 strati (spire 282) . . . di filo da 0,30 mm.

Uno dei secondari necessita di 31,5 spire di filo da 1,2 mm.

La tabella 3 Q indica che in 1 cm si possono affiancare 7,5 spire: sulla lunghezza di 4,8 cm potremo collocare comodamente, in un solo strato, l'intero secondario.

Analogamente, per l'altro secondario avremo 1 solo strato, dato che occorrono solo 25 spire di filo da 1 mm di diametro.

I sette strati di filo da 0,40 occuperanno in altezza, grosso modo, 3,5 mm (qui ci è utile ancora la tabella 3 Q, sempre nella sua terza colonna) ai quali vanno sommati 1,2 mm ed 1 mm rispettivamente per i secondari: totale = 5,7 mm circa. Ciò per il solo filo.

Dobbiamo ora aggiungere 1,5 mm di spessore del nucleo della carcassa nonché lo spessore degli strati di carta e cartoncino; questi ultimi possono essere valutati, con approssimazione, a 2,5 mm (si veda in proposito la **tabella 4 Q**) (sei o sette strati di carta e due o tre di cartone e cartoncino): in totale avremo perciò 5,7 + 1,5 + 2,5 = 9,7 che, arrotondando ancora, saranno 10 mm.

Poiché la finestra del lamierino prescelto è alta 16 mm, il trasformatore potrà essere comodamente realizzato, pur dovendosi prestare sempre, in ogni caso, la necessaria attenzione a che gli avvolgimenti siano ben stretti, vale a dire ben tesi all'atto del collocamento, sia del filo che degli strati isolanti.

Nel caso di primario universale, i diversi strati necessari in più comportano (calcolo con la tabella 3 Q) uno spessore di 2,5 mm circa (ivi compresa la carta di isolamento) per cui anche essi potranno essere contenuti nella finestra del lamierino prescelto (spessore totale dell'avvolgimento 12,5 mm).

La realizzazione

Sebbene la costruzione di trasformatori sia operazione non troppo difficile, si presenta in ogni modo al tecnico un importante problema: quello delle operazioni di avvolgimento.

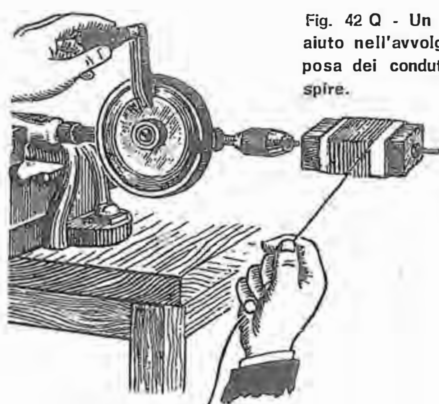


Fig. 42 Q - Un comune trapano a mano può essere di aiuto nell'avvolgimento di un trasformatore, sia per la posa dei conduttori, sia per il rapido conteggio delle spire.

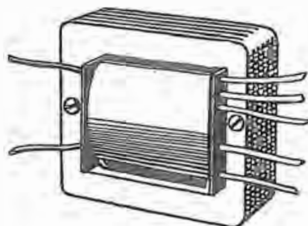


Fig. 43 Q - Quando i fili dell'avvolgimento sono di sufficiente diametro, vengono sfruttati anche come conduttori per i collegamenti agli altri componenti del circuito. In questo caso sono quasi sempre diversamente colorati.

In genere i trasformatori di alimentazione comportano l'avvolgimento primario (a volte a prese multiple) e, oltre ai secondari a bassa tensione, anche un secondario ad alta tensione.

È evidente che il numero di spire è allora assai più elevato di quello relativo al nostro esempio di pagina 18 q che, purtuttavia ci impegna già ad avvolgere quasi 600 spire per il solo primario a 125 volt.

Questa difficoltà può essere risolta solamente eseguendo gli avvolgimenti a mezzo di una apposita avvolgitrice con la quale naturalmente si ottiene anche il vantaggio di una esecuzione a regola d'arte del lavoro. Tuttavia, saranno solo le considerazioni economiche dei singoli casi che decideranno se la spesa per l'acquisto di una tale macchina è giustificata dal suo più o meno frequente impiego.

Vogliamo ricordare, incidentalmente, che un aiuto — dovendosi costruire uno o due trasformatori solamente — può essere dato da una soluzione di ripiego consistente nel fissare la carcassa su di un parallelepipedo di legno (cosa del resto necessaria quasi sempre anche con le avvolgitrici) e nel predisporre poi il legno in maniera solidale con una lunga vite, ad esempio, passante per il suo centro, stretta nel mandrino di un comune trapano (**figura 42 Q**).

Ruotando la manopola del trapano, anche il legno e la carcassa ruoteranno velocemente e si potrà eseguire la posa del filo, avendo sempre cura di avvolgerlo tenendolo ben teso.

Il rapporto del meccanismo del trapano agevola queste operazioni: se si avrà l'avvertenza di accertare tale rapporto, si potrà anche sapere a priori quanti giri della manopola saranno necessari per l'intero avvolgimento agevolando così l'operazione nel caso l'avvolgimento sia di elevato numero di spire.

Scelto il tipo di lamierino sulla scorta del progetto e del controllo che si è visto, occorre predisporre la carcassa.

Quest'ultima, o è costituita da una semplice striscia di cartone, della larghezza della finestra, piegata in quattro parti in modo da costituire un tubo a sezione quadrata o rettangolare o è, oltre che a tubo, a fiancate riportate ai due lati (figura 41 Q); qualche volta è addirittura — nei trasformatori realizzati da fabbriche — in un solo pezzo di materiale plastico stampato.

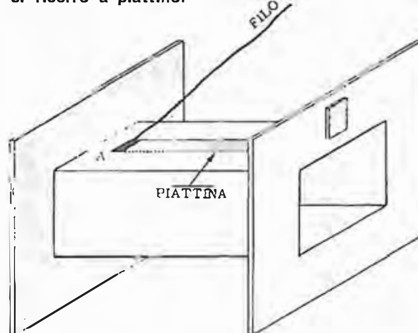


Fig. 44 Q - Per riportare all'esterno (o a pagliette di ancoraggio) i fili di collegamento, se si tratta di una presa, come illustrato, si attorcigliano i due capi e si ha cura di isolarli trasversalmente rispetto agli altri fili, con protezione isolante.



Fig. 45 Q - Nei piccoli trasformatori di Bassa Frequanza (filo sottile), si preferisce l'ancoraggio a pagliette fissate su di un fianco della carcassa.

Fig. 46 Q - Per far uscire all'esterno del rocchetto i capi dei vari avvolgimenti senza creare spessore, si ricorre a piattine.



La sua funzione è evidente: supportare tutti gli avvolgimenti, isolare gli stessi dal ferro, e ricevere all'interno il nucleo centrale del trasformatore che costituisce la sezione.

Abbiamo già anche detto del debito conto in cui va tenuto il suo spessore (e lo spessore delle fiancate, che sono sempre consigliabili) ai fini dello spazio utile.

L'ordine col quale gli avvolgimenti di un trasformatore di alimentazione vanno eseguiti non è determinante.

Il lettore sa che per il principio stesso di funzionamento del trasformatore, è indifferente, ad esempio, se il primario è avvolto, sopra, sotto o addirittura tra due secondari.

Tuttavia, quasi sempre si avvolge anzitutto il primario (specialmente quando presenta numerosi collegamenti esterni), indi il secondario ad alta tensione e, per ultimi, i secondari a tensione più bassa e solitamente a corrente più elevate (filo grosso).

Si tenga presente, in proposito, che mano a mano che gli strati avvolti crescono di numero, la spira aumenta di lunghezza, per cui è preferibile (anche per questioni di riduzione di costo del filo totale da impiegare) che gli avvolgimenti richiedenti molte spire di filo sottile siano i primi, vale a dire a spira più corta perché più vicina al nucleo.

In casi particolari, allorché si ha un secondario a elevato numero di spire ed a presa centrale, al fine di non pervenire — data la diversa lunghezza delle spire iniziali e finali — a due sezioni diverse tra loro nella resistenza ohmica (vale a dire poco simmetriche) si avvolge l'una arrivando solo a metà lunghezza della finestra, e l'altra, successivamente, affiancata, sull'altra metà. Vedremo tra breve — trattando dei trasformatori per audiofrequenza — quando sia necessario ciò per molteplici motivi.

Per quel che si riferisce alla pratica attuazione dei trasformatori di alimentazione l'accorgimento citato è eccezionale.

A seconda che il trasformatore da costruire debba essere del tipo da fissare verticalmente o orizzontalmente, si adotta l'appropriato sistema d'uscita dei fili di collegamento col circuito esterno. Inoltre, la citata differenziazione impone



Fig. 47 Q - Tipico serrapacco per montaggio verticale. La nervatura lo rende particolarmente robusto: va accoppiato ad altro elemento eguale.

anche la scelta del lato d'uscita dei conduttori stessi.

I fili di avvolgimento (capo di inizio e di fine), se di sufficiente sezione, possono essi stessi — lasciati in spezzoni di opportuna lunghezza — costituire i conduttori di collegamento esterno (**figure 43** e **44 Q**).

I fili più sottili vanno fermati ed ancorati (ad esempio mediante pagliette sulle fiancate della carcassa - **figura 45 Q**) onde permettere o il collegamento esterno sino a tale punto o il successivo prolungamento con un conduttore di più elevata sezione. Un accorgimento utile a questo proposito è visibile in **figura 46 Q**.

Non vogliamo ulteriormente dilungarci nel riferire particolari costruttivi che, per essere bene compresi, è pur sempre necessario osservare in pratica. Consigliamo senz'altro a chi volesse in qualche modo occuparsi della realizzazione dei trasformatori, l'esame analitico di qualche esemplare fuori uso da smontare: non sarà difficile trovarne presso qualsiasi radioriparatore.

Dobbiamo fare cenno ora a due accessori di notevole utilità: il « serrapacco » e le « calotte ».

Serrapacchi e calotte

Il serrapacco — **figura 47 Q** — come dice il suo nome, serve a stringere il pacco lamellare a lavoro finito: esso è indispensabile in quanto che, se il pacco non risultasse ben stretto — vale a dire i lamierini non sufficientemente pressati tra loro — si avrebbero noiose vibrazioni dei lamierini stessi.

Il serrapacco ha quasi sempre la forma del lamierino completo; è di una certa robustezza e rigidità e tante volte è un pezzo metallico di fusione. È dotato di sporgenze e fori necessari per il passaggio di viti tiranti, sì da serrare a dovere il trasformatore.

A volte, quando il trasformatore viene montato orizzontalmente sullo chassis e sporge con metà avvolgimento all'interno dell'apparecchio (è necessaria una grande finestra nel telaio) è sufficiente un solo serrapacco, quello superiore (**figura 48 Q**), dato che al di sotto è lo chassis stesso che contribuisce con la sua rigidità alla funzione.

Le calotte (**figura 49 Q**) non sono indispensabili, ma sono tuttavia spesso adottate per ragioni di estetica, sicurezza e praticità del trasformatore, come organo a sé stante. Se sufficientemente rigide, possono fungere contemporaneamente anche da serrapacco: per i trasformatori da collocare in senso orizzontale, così come avviene per il serrapacco, è sufficiente una sola calotta (figura 14 Q).

Si abbia cura che le viti tiranti, alle quali si è fatto cenno, risultino isolate dal pacco lamellare, in particolare allorché, come avviene per alcuni tipi di lamierini, negli stessi è previsto un foro per il loro passaggio. È facile provvedere in tal senso predisponendo all'interno del foro un pezzetto di tubetto « sterling » di diametro adeguato, alto quanto tutto il pacco dei lamierini.



Fig. 48 Q - Serrapacco per montaggio orizzontale. Spesso ne viene usato uno solo in quanto il trasformatore appoggia, dall'altro lato, sulla lamiera del telaio.

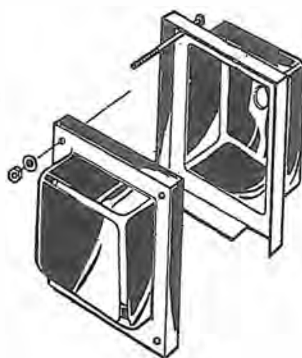


Fig. 49 Q - Le calotte conferiscono migliore estetica, protezione degli avvolgimenti e schermatura. Sono spesso assai rigide, sì da fungere anche da serrapacco.

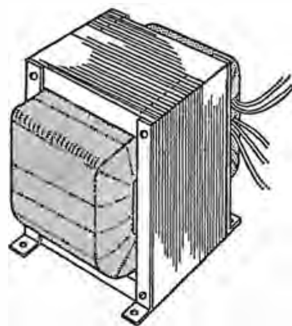
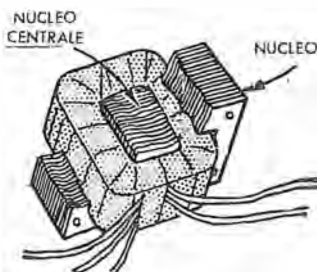


Fig. 50 Q - Se si vuole una protezione senza calotte, si possono fasciare gli avvolgimenti con nastro, prima dell'introduzione dei lamierini.

Fig. 51 Q - I lamierini devono essere infilati nella bobina fasciata (in questo caso è assente la carcassa) nel maggior numero possibile.



L'isolamento tra strato e strato, tra gli avvolgimenti ed il ferro, tra primario e secondari e tra i secondari stessi, va molto curato, in particolare quando si sa che nel circuito esisteranno notevoli differenze di potenziale.

Si abbondi sempre nell'impiego degli strati di carta e cartoncino; si osservino i passaggi dei fili di entrata e d'uscita, i loro eventuali incroci e i punti di unione con saldature: si adotti nastro isolante e tubetto « sterling » con generosità.

Si può anche, se si vuole un assieme ben compatto, fasciare tutto l'avvolgimento con un nastro di cotone (**figure 50** e **51 Q**).

Terminati gli avvolgimenti è necessario inserire i lamierini, uno ad uno in quanto — come già si è detto — se ad « E » (con listello ad « I » per la chiusura del circuito magnetico), vanno posti singolarmente, alternativamente in un senso e in senso opposto.

È questa un'operazione banale, nell'eseguire la quale non va mai dimenticato tuttavia, che è facile deteriore qualche conduttore con conseguenze rovinose. Infine, si constaterà che l'inserimento degli ultimi esemplari è alquanto difficoltoso perché occorre contemporaneamente premere con forza il pacco già esistente ed infilare altri lamierini, dato che è bene inserirne il più possibile.

L'inserimento dei lamierini è praticamente l'ultima operazione costruttiva, salvo l'applicazione dei serrapacco o delle calotte-serrapacco.

In realtà può esservi un'ulteriore fase ma ciò avviene solo in alcuni casi: intendiamo riferirci all'impregnazione di paraffina o a quella di « compound ». Si tratta di immergere — dopo averlo portato per circa 30 minuti a 150° C in forno — il trasformatore in un bagno impregnante in modo che successivamente estratto ed essiccato tutto l'assieme risulti molto rigido, compatto e isolato.

Questa tecnica, ripetiamo, specialmente riferita all'uso del « compound », è eseguita solo per certi trasformatori, per i quali le condizioni di impiego soprattutto, richiedono precauzioni particolari nella rigidità e nell'isolamento: essa ha il difetto di essere costosa, di ostacolare in modo rilevante le eventuali riparazioni e spesso di impedire addirittura il ricupero del materiale.

Il progresso tecnologico conseguito in questi ultimi anni nella fabbricazione dei fili di rame smaltato in relazione all'impiego di vernici o di sistemi isolanti molto più sicuri di una volta e molto più resistenti, ha contribuito a rendere sempre più eccezionale il ricorso all'impregnazione. Aggiungeremo che i dilettanti, o anche i radioriparatori, difficilmente possono attrezzarsi a dovere per eseguire tale operazione per cui i trasformatori eventualmente da essi realizzati si intenderanno sempre del tipo libero, terminato cioè con l'applicazione delle calotte.

Controlli e verifiche

A costruzione terminata sarà prudenziale, prima dell'allacciamento alla tensione, una sia pur sommaria prova dell'isolamento.

Una verifica con l'ohmetro non può dirsi certamente tale ma, purtuttavia, in mancanza di altri mezzi è consigliabile egualmente per accertare almeno la presenza di eventuali indesiderati cortocircuiti. La lettura dell'ohmetro non può essere una vera prova dell'isolamento perché pone in gioco la sola tensione dello strumento stesso: un sistema migliore — se ci si vuole attrezzare in maniera economica per tale operazione — è il seguente.

Si predisponga una lampadina secondo il montaggio illustrato alla **figura 52 Q**. Con un puntale (attenzione a non toccare con le mani alcuna parte metallica...) si farà contatto sul pacco lamellare e si porterà l'altro in contatto con i diversi capi di tutti gli avvolgimenti, che dovranno risultare tutti isolati (lampadina spenta).

L'accensione completa della lampada significherà cortocircuito: un'accensione ridotta indicherà anch'essa un cortocircuito, seppure con interposta resistenza.

Entrambe le constatazioni implicano la necessità di rivedere il lavoro eseguito per rintracciare la causa dell'inconveniente e porvi rimedio, se possibile. Identica prova deve essere eseguita oltre che tra ferro e rame, tra i diversi avvolgimenti che lo schema del trasformatore prevede isolati tra loro.

Quanto brevemente esposto ai fini della verifica di isolamento è sempre in realtà un modesto controllo: si consideri che nei laboratori appositamente attrezzati le prove analoghe vengono eseguite con tensioni pari a circa dieci volte la tensione massima fornita dal trasformatore.

A isolamento controllato si potrà passare alla verifica delle tensioni.

La verifica di un trasformatore dopo la sua costruzione è operazione alquanto facile. Sono ben noti i valori di funzionamento per cui basterà, per un trasformatore di alimentazione, collegare i due capi del primario alla rete, ben inteso con coincidenza di tensione.

Se il trasformatore avrà al primario prese diverse si potrà controllare l'esattezza del loro calcolo, leggendo tra lo « zero » e le singole prese — con un voltmetro predisposto su c.a. — le diverse tensioni che dovranno coincidere con quelle del progetto.

Analogo controllo si farà poi nei riguardi del secondario o dei secondari, misurando ai loro capi la tensione fornita: qui però non ci si meravigli di una lettura di tensioni un po' più alte di quelle necessarie. Ciò dipende dal fatto che il controllo viene eseguito, come si dice, a « vuoto », ossia senza carico al trasformatore: nell'impiego normale le tensioni scenderanno ai valori richiesti e naturalmente anche in tali condizioni sarà fatto, successivamente, un controllo.

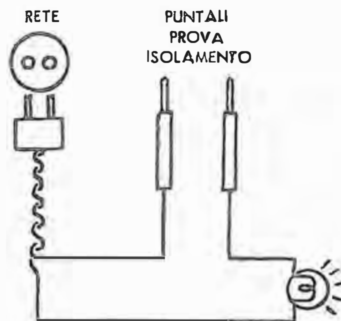


Fig. 52 Q - Con due puntali così predisposti si possono eseguire alcune prove di isolamento del trasformatore che, sebbene assai modeste, sono tuttavia utili e precauzionali.

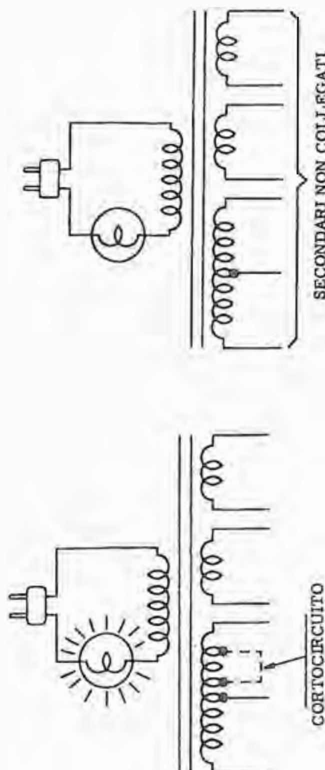


Fig. 53 Q - Configurazione circuitale per la verifica dell'esistenza di eventuali cortocircuiti fra spire o strati adiacenti dell'avvolgimento secondario. Sopra, trasformatore con secondario normale (non vi è consumo = lampada spenta); sotto, secondario parzialmente in cortocircuito (vi è un consumo = lampada accesa).

Si noti che, nel caso di cortocircuiti accidentali fra spire adiacenti di un medesimo avvolgimento o strati sovrapposti, è spesso particolarmente difficoltoso individuare la presenza di tali disfunzioni usando semplicemente l'ohmetro, poiché esse determinano soltanto una variazione pressoché trascurabile sul valore totale di resistenza all'intero avvolgimento.

Ciò non significa tuttavia che un corto circuito di questa natura, vale a dire che coinvolga anche soltanto poche spire, non debba essere preso in considerazione; infatti, il cortocircuito anche di una sola spira disturberà il normale funzionamento del circuito e potrà causare un sovraccarico inammissibile.

Una spira del secondario in cortocircuito, per esempio, può anche determinare la bruciatura di tutto l'avvolgimento primario. Infatti la presenza di una spira in cortocircuito determina in essa il flusso di una corrente molto intensa e poiché la potenza elettrica associata può trasferirsi per induzione sul primario, la corrente circolante nel circuito di quest'ultimo aumenterà notevolmente rispetto al valore normale.

La presenza di cortocircuiti fra spira e spira, o fra strato e strato, può essere individuata abbastanza facilmente con il metodo illustrato in **figura 53 Q**.

Si proceda, scollegando dai relativi circuiti di carico tutti i terminali degli avvolgimenti secondari, e inserendo in serie con il circuito di alimentazione del primario una lampadina.

Se il trasformatore non presenta difetti, nel suo circuito primario fluirà soltanto una debole corrente di magnetizzazione — senz'altro insufficiente per accendere la lampadina (figura sopra). Se invece il trasformatore presentasse una o più spire in corto, la corrente primaria aumenterà proporzionalmente provocando in ogni caso l'accensione della lampadina (figura sotto).

I tipi per audiofrequenze

Il fattore essenziale di differenziazione tra i trasformatori di alimentazione e quelli destinati all'amplificazione sta nella considerazione nella quale deve essere tenuto il problema della frequenza.

Così, se ci si deve accingere al calcolo di trasformatori audio, occorre soprattutto aver presente che il risultato da raggiungere consiste nel non compromettere alcuna particolare zona di frequenza.

Tutte le norme enunciate, tutti gli accorgimenti, la procedura e le diverse considerazioni di ordine costruttivo sin qui esposte per gli altri trasformatori sono pienamente valide. Avendosi comunque a che fare con circuiti ove il fattore determinante è l'impedenza, sarà proprio da questo dato che verrà elaborato il progetto del trasformatore audio.

Sarà opportuno stabilire, anzitutto, il valore di impedenza che primario e secondario devono presentare.

Noto ciò, sarà elaborato il numero di spire dei diversi avvolgimenti.

È bene precisare subito che il rapporto tra le impedenze non è eguale a quello tra le spire, bensì al quadrato di tale rapporto.

In altre parole, « Z_p », impedenza del primato, è eguale a:

$$Z_p = Z_s \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

dove « Z_s » è l'impedenza del secondario, « N_p » il numero di spire primarie ed « N_s » quello delle spire secondarie.

Analogamente abbiamo:

$$Z_s = Z_p \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2$$

È ovvio che il numero di spire da adottare dipende anche della sezione del nucleo, la quale è in stretta relazione, come ben sappiamo, con la potenza in giuoco.

In questo campo le potenze (salvo casi speciali = trasformatori d'uscita di amplificatori o trasformatori di modulazione) sono piuttosto basse: avremo, di conseguenza, nuclei piuttosto piccoli, non però al punto tale da compromettere per scarsa induttanza risultante nell'avvolgimento, le frequenze basse.

Stabilita la sezione del nucleo, note le impedenze da ottenere (che dipendono dai transistori o dalle valvole e dai carichi) stabiliremo il numero di spire ricorrendo a questa formula:

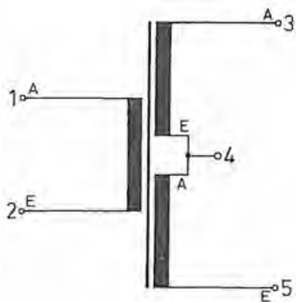
$$N_p = \frac{E_{bb} \times 10^8}{4{,}5 \times 10\,000 \times S \times f}$$

dove:

« E_{bb} » è il valore della tensione di alimentazione anodica relativa alla valvola alla quale il primario del trasformatore va connesso;

« S » è la sezione del nucleo in cm²;

« f » è la frequenza più bassa che si vuole amplificare senza attenuazione.



In Europa vi è ora una certa tendenza al disegno schematico degli avvolgimenti (induttanza) con larghi tratti neri; un trasformatore risulta quindi così come esso appare qui sopra. Il disegno, in questo caso specifico indica anche con E e con A, l'inizio e la fine dell'avvolgimento, ciò che permette di collegare nel modo dovuto, ad esempio, le due distinte sezioni delle quali è formato il secondario.

Simboli abbreviazioni

A/sp	=	Ampèrspire
cos θ	=	Fattore di potenza
E_p	=	Tensione primaria
E_s	=	Tensione secondaria
I_p	=	Corrente primaria
I_s	=	Corrente secondaria
N_p	=	Numero spire primarie
N_s	=	Numero spire secondarie
P_{app}	=	Potenza apparente
P_m	=	Potenza media
P_p	=	Potenza primaria
P_s	=	Potenza secondaria
R_o	=	Resistenza ohmica del carico
S_l	=	Sezione lorda del nucleo
S_n	=	Sezione netta del nucleo
Sp/V	=	Spire per volt
VA	=	Voltampère
V/Sp	=	Volt per spira

Formule

Diametro del conduttore:

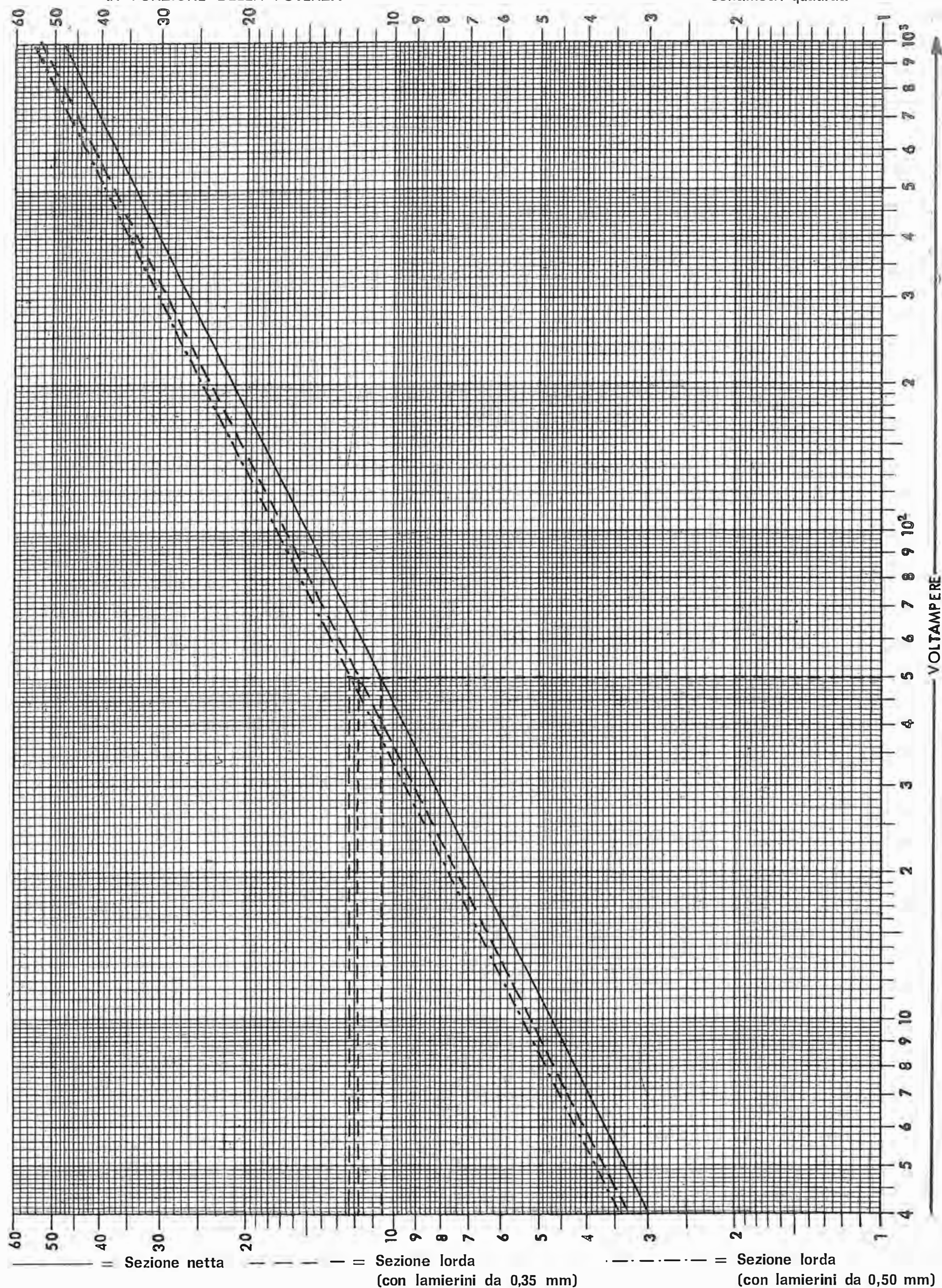
Per 2 ampère/millimetro quadrato
$\varnothing = 0{,}8\sqrt{I}$

Per 2,5 ampère/millimetro quadrato
$\varnothing = 0{,}7\sqrt{I}$

Per 3 ampère/millimetro quadrato
$\varnothing = 0{,}65\sqrt{I}$

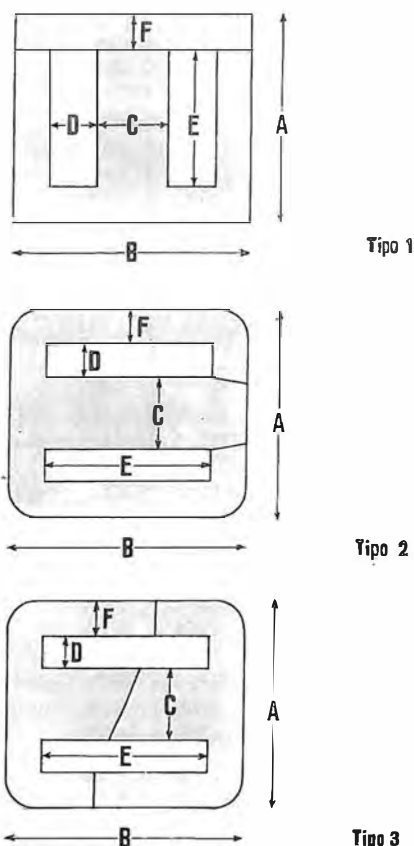
e	=	$-N\,(d\,\varnothing : dt)$
E_p	=	$E_s N_p : N_s$
E_s	=	$E_p N_s : N_p$
I_p	=	$I_s N_s : N_p$
I_p	=	$P_p : E_p$
I_s	=	$E_s : R_o$
I_s	=	$P_s : E_s$
P_m	=	$I \times E \times \cos\theta$
P_p	=	$E_p I_p$
P_s	=	$E_s I_s$
S_n	=	$1{,}5\sqrt{P_p}$
S_l	=	S_n + 10% (con lamier. da 0,35 mm)
S_l	=	S_n + 15% (con lamier. da 0,50 mm)
Sp/V	=	Numero spire dell'avvolgimento / Tensione presente ai suoi capi
Sp/V secondarie	=	$45 : S_n$
Sp/V primarie	=	$48 : S_n$
V/Sp	=	$E_p : N_p$

Tabella 1 Q — GRAFICO PER IL CALCOLO RAPIDO DELLA SEZIONE NETTA E LORDA DEL NUCLEO DI UN TRASFORMATORE IN FUNZIONE DELLA POTENZA



——— = Sezione netta — — — = Sezione lorda (con lamierini da 0,35 mm) —·—·— = Sezione lorda (con lamierini da 0,50 mm)

Tabella 2 Q — DATI DIMENSIONALI DEI LAMIERINI PER TRASFORMATORI



Dimensioni in millimetri				
A B	Tipo	C	D ed F	E
32× 38	1	13	6,5	19
37× 44	1	14	7,5	22
40× 48	1	16	8,0	24
47× 57	1	19	9,5	28
50× 64	3	14	10,0	50
52× 67	3	16	16,0	38
54× 54	2 e 3	16	11,0	38
55× 66	1	22	11,0	33
55× 82	2	20	22,0	37
63× 76	1	25	13,0	38
70× 70	2 e 3	20	16,0	50
70×100	1	28	23,0	44
72× 92	2	27	18,0	43
76× 80	2	20	21,0	52
76× 80	3	20	21,0	58
76× 80	2 e 3	25	16,0	52
79× 94	1	32	16,0	47
80×100	1	28	21,0	52
82×105	2	30	22,0	52
84× 87	3	23	19,0	60
95×115	2	31	26,0	63
100×102	1	28	22,0	74
105×105	2 e 3	30	22,0	74
105×110	3	25	30,0	79
110×115	2	32	25,0	78
116×126	2	40	25,0	80
119×145	2	40	32,0	79
120×100	1	40	20,0	60
124×115	1	18	35,0	79
145×145	2	40	32,0	105
166×196	2	60	40,0	110
220×240	1	70	40,0	160
220×400	1	70	40,0	320

La **tabella 1 Q** è un grafico che consente il calcolo rapido della sezione del nucleo (netta e lorda) di un trasformatore, in base alla potenza.

L'uso è molto semplice. Occorre dire subito che la pagina va girata in maniera da avere come base l'indicazione VOLTAMPÈRE.

Il valore della potenza viene individuato sulla scala inferiore (voltampère). Dal punto corrispondente si alza una perpendicolare fino ad incontrare le rette inclinate presenti sul grafico.

Dai punti di incontro si tracciano altrettante rette orizzontali, fino ad incontrare la scala verticale destra o sinistra (come risulta più comodo), sulla quale si leggerà la sezione direttamente in centimetri quadrati. La sezione lorda può essere calcolata sia con lamierini da 0,35 mm che con lamierini da 0,50 mm.

L'esempio riportato dimostra che con una potenza di 50 VA, occorre una sezione netta di 10,5 cm², una sezione lorda di 11,7 cm² con lamierino da 0,35 e di 12,3 cm² con lamierino da 0,50.

La **tabella 2 Q**, qui sopra riportata, elenca le dimensioni standardizzate dei lamierini più comuni adatti alla realizzazione di trasformatori di piccola potenza.

I disegni riportati a lato della tabella, consentono di individuare le dimensioni elencate nei tre tipi più comuni. Non si è fatto cenno allo spessore, in quanto detti lamierini sono sempre disponibili nei due spessori di 0,35 e 0,50 mm.

Dovendo realizzare un trasformatore avente un nucleo di 10 cm² — ad esempio — si potranno calcolare le dimensioni di ingombro usando un lamierino da 76 × 80 (tipo 2). In tal caso, dal momento che la larghezza della colonna centrale (nucleo) « C » è di 25 mm, lo spessore del pacco dovrà essere di 4 cm (in tal caso si intendono 10 cm² di sezione lorda).

Le « finestre » nelle quali l'avvolgimento dovrà essere alloggiato avranno quindi le dimensioni di mm 16 × 52, (D × E).

Una volta nota quest'ultima dimensione, è possibile (come detto nel testo a pagina 21 q) verificare se l'ingombro totale dell'avvolgimento è tale da poter esservi contenuto.

La **tabella 3 Q** — riportata nella pagina seguente — elenca numerose caratteristiche elettriche e dimensionali relative ai conduttori di rame smaltato, nelle misure di diametro più comuni per gli impieghi in elettronica, vale a dire da 0,05 millimetri a 4 millimetri.

La grande utilità di questa tabella si rivela pienamente (e ciò abbiamo già visto nello svolgimento del capitolo per il calcolo di un trasformatore tipico di alimentazione) allorché ci si trova nella necessità di realizzare un qualsiasi avvolgimento, sia una bobina di induttanza per Alta Frequenza, sia le spire di un trasformatore, come si è detto, sia quelle di una impedenza. Si possono conoscere a priori, con buona approssimazione, gli ingombri e giudicare

Tabella 3 Q — CARATTERISTICHE DEI CONDUTTORI IN RAME SMALTATO PER AVVOLGIMENTI DI BOBINE E TRASFORMATORI

Diam. filo mm	Sezione mm²	Spire per cm	Spire per cm²	Ohm per m	Metri per 10 ohm	Peso in g per 100 m	Lunghezza per 100 g m	Resistenza per 100 g ohm	Peso per 100 ohm		Corrente max in ampère 2,0 A per mm²	2,5 A per mm²	3,0 A per mm²
0,05	0,002	125,0	15 500	9,500	0,112	1,90	5 263,10	47 103,000	gr	0,210	0,004	0,005	0,006
0,06	0,003	113,0	13 450	6,310	0,161	2,70	3 703,70	22 995,000	»	0,430	0,005	0,007	0,008
0,07	0,004	100,0	10 000	4,560	0,219	3,70	2 702,70	12 159,000	»	0,780	0,007	0,010	0,011
0,08	0,005	86,0	7 200	3,500	0,286	4,90	2 040,82	7 140,000	»	1,400	0,010	0,013	0,015
0,09	0,006	78,0	6 150	2,760	0,362	6,00	1 666,67	4 498,000	»	2,170	0,012	0,016	0,019
0,10	0,008	72,0	5 200	2,220	0,452	7,70	1 298,70	2 881,000	»	3,450	0,016	0,020	0,023
0,11	0,009	67,0	4 560	1,840	0,543	9,00	1 111,11	2 044,000	»	4,850	0,020	0,024	0,028
0,12	0,011	61,0	3 740	1,550	0,645	10,60	943,39	1 461,000	»	6,750	0,022	0,029	0,035
0,15	0,018	50,0	2 500	0,990	1,010	16,70	598,80	597,000	»	16,800	0,035	0,046	0,052
0,18	0,025	42,0	1 765	0,685	1,460	23,50	425,53	297,000	»	34,200	0,055	0,066	0,080
0,20	0,032	38,0	1 400	0,657	1,795	29,50	338,98	186,000	»	53,650	0,063	0,081	0,095
0,22	0,038	35,7	1 225	0,460	2,174	35,50	281,69	129,250	»	77,000	0,075	0,099	0,115
0,25	0,049	31,0	960	0,357	2,801	45,50	219,78	78,900	»	127,000	0,096	0,125	0,150
0,28	0,062	28,5	790	0,285	3,509	57,00	175,43	49,000	»	200,000	0,125	0,160	0,180
0,30	0,071	26,0	670	0,248	4,032	66,50	150,37	37,500	»	260,000	0,140	0,175	0,210
0,32	0,080	24,5	600	0,218	4,587	74,00	135,13	29,700	»	375,000	0,160	0,198	0,240
0,35	0,096	23,0	530	0,182	5,495	91,00	109,89	19,620	»	500,000	0,195	0,250	0,290
0,38	0,113	21,7	475	0,154	6,494	103,50	97,08	14,550	»	670,000	0,225	0,285	0,340
0,40	0,126	20,0	400	0,139	7,199	116,00	86,20	12,240	»	825,000	0,250	0,310	0,380
0,45	0,159	18,5	350	0,110	9,091	147,00	68,02	7,480	kg	1,325	0,320	0,400	0,480
0,50	0,196	16,7	275	0,089	11,173	178,00	56,17	4,940	»	1,970	0,390	0,500	0,590
0,55	0,238	15,4	240	0,074	13,550	217,00	46,08	3,350	»	2,940	0,475	0,600	0,720
0,60	0,283	14,3	205	0,062	16,181	262,00	38,16	2,310	»	3,939	0,566	0,700	0,850
0,65	0,332	13,3	160	0,053	18,904	300,00	33,33	1,710	»	5,670	0,660	0,830	1,000
0,70	0,385	12,3	155	0,046	21,978	360,00	27,77	1,260	»	7,884	0,775	1,000	1,150
0,75	0,442	11,6	135	0,040	25,189	403,00	24,81	1,000	»	10,040	0,885	1,110	1,330
0,80	0,503	10,9	118	0,035	28,736	460,00	21,73	0,710	»	13,202	1,000	1,250	1,500
0,85	0,567	10,3	105	0,031	32,363	515,00	19,41	0,580	»	16,634	1,130	1,410	1,700
0,90	0,636	9,7	96	0,028	36,364	580,00	17,24	0,460	»	21,054	1,270	1,600	1,920
0,95	0,709	9,3	86	0,025	40,323	650,00	15,38	0,360	»	26,195	1,420	1,750	2,130
1,00	0,785	8,5	72	0,022	44,843	715,00	13,98	0,310	»	31,808	1,570	1,960	2,360
1,20	1,131	7,5	56	0,016	64,516	1 040,00	9,61	0,140	»	67,080	2,250	2,850	3,400
1,40	1,539	6,5	43	0,011	87,719	1 410,00	7,09	0,080	»	123,657	3,080	3,850	4,620
1,50	1,767	6,0	36	0,010	100,806	1 615,00	6,21	0,060	»	161,000	3,530	4,400	5,280
1,80	2,545	5,4	29	0,007	144,928	2 320,00	4,31	0,030	»	334,080	5,000	6,350	7,650
2,00	3,142	4,9	23	0,006	178,571	2 850,00	3,50	0,020	»	507,300	6,280	7,860	9,400
2,50	4.909	3,9	15	0,004	277,78	4 450,00	2,24	0,008	»	1 113,976	9,850	10,300	14,700
3,00	7,069	3,3	10	0,003	400,000	6 580,00	1,51	0,003	»	2 632,000	14,400	17,700	21,200
4,00	12,566	2,6	6	0,001	714,422	9 650,00	1,03	0,001	»	6 893,960	25,400	31,500	37,700

quindi se lo spazio a disposizione per l'avvolgimento è sufficiente.

A questo proposito facciamo rilevare che, per maggiore comodità, è stato riportato sia il numero delle spire che possono essere avvolte in un centimetro lineare, sia quello delle spire che possono essere avvolte in un centimetro quadrato. In tal caso, si intende il numero delle spire che compaiono su un centimetro quadrato della sezione dell'avvolgimento, ossia in una unità di superficie della sezione di un avvolgimento compatto, formato da strati sovrapposti.

Teoricamente, tale valore dovrebbe essere costituito dal quoziente tra 1 cm ed il diametro del conduttore, ma in realtà esso è sempre inferiore in quanto la tabella tiene conto anche dello spessore dello smalto che riveste il conduttore.

Ovviamente, tale spessore è tanto maggiore quanto maggiore è il diametro del conduttore stesso.

Le varie colonne, ulteriori a quelle già citate, consentono di calcolare (con sufficiente approssimazione) la lunghezza in metri del filo necessario per eseguire un determinato avvolgimento, la sua resistenza ohmica, il peso (e quindi eventualmente il costo), l'ingombro generale, nonché la corrente che può percorrere il conduttore. In riferimento a quest'ultimo valore, sono riportati tre dati che consentono di stabilire la scelta del filo in base alla massima intensità di corrente ammessa secondo tre diversi criteri costruttivi: 2 A/mm² (nel caso di trasformatori o avvolgimenti funzionanti 24 ore su 24); 2,5 A/mm² (nel caso di trasformatori o avvolgimenti che funzionano per diverse ore consecutive), e 3 A/mm² (nel caso di trasformatori o avvolgimenti destinati a funzionare ad intermittenza per qualche ora, alternando periodi analoghi di riposo).

La **tabella 4 Q** elenca i tipi di carta più comuni con i quali vengono isolati tra loro gli strati degli avvolgimenti dei trasformatori, o i vari avvolgimenti tra loro.

I dati riportati consentono di stabilire sia l'isolamento effettivo, sia le dimensioni di ingombro. Noto infatti il numero degli strati di un avvolgimento (facilmente calcolabile mediante la tabella 3 Q), dal momento che per ogni strato di conduttore ne occorre uno di carta (o più, a seconda delle tensioni in gioco), si potrà conoscere lo spessore totale della carta e calcolare così con buona precisione l'ingombro totale dell'avvolgimento.

Per l'isolamento tra vari avvolgimenti (ad esempio tra uno ad alta tensione ed uno a bassa tensione, o tra un avvolgimento realizzato con conduttore sottile, ed un altro realizzato con conduttore di notevole diametro), si preferisce generalmente adottare del cartoncino « lateroid », migliorando eventualmente la caratteristica di isolamento mediante tela sterlingata.

Tabella 4 Q — CARATTERISTICHE MECCANICHE ED ELETTRICHE DEI TIPI DI CARTA PIÙ COMUNI PER ISOLAMENTO TRA GLI STRATI

Diametro filo di avvolg. mm	Tipo del materiale	Spessore del materiale mm	Tensione isolamento volt/strato
0,02÷0,10	carta pergam.	0,02	25
0,10÷0,20	carta pergam.	0,03	40
0,20÷0,50	carta pergam.	0,05	75
0,50÷1,00	carta larice	0,10	150
1,00÷oltre	carta larice (strati sovrap.)	0,15	220

	Tipo del materiale	Spessore del materiale mm	Tensione isolamento volt/strato
Isolamento tra avvolgimenti	Lateroid	0,20	400
	Lateroid	0,30	600
	Tela sterlingata	0,15	400
	Tela sterlingata	0,25	600

Ricevitore per onde ultracorte



Un ricevitore veramente particolare. Copre una gamma inconsueta di frequenze nella quale — grazie al sistema di rivelazione di elevatissimo rendimento — si possono captare molte emissioni anche con la semplice antenna a stilo di cui è dotato. Rivela tanto i segnali modulati in ampiezza che quelli modulati in frequenza. Le ridotte dimensioni e l'alimentazione autonoma permettono di installarlo ovunque, e di trasferirlo con estrema semplicità.

Si tratta di un semplicissimo ricevitore superrigenerativo di ottima sensibilità, che può, col semplice cambio di una bobina, coprire con continuità una vasta gamma di frequenze, consentendo esperimenti di ascolto molto interessanti.

Il ricevitore comprende un efficace stadio amplificatore di bassa frequenza che consente un agevole ascolto in auricolare delle stazioni ricevute.

È molto piccolo e l'insieme è totalmente autonomo, anche nell'alimentazione.

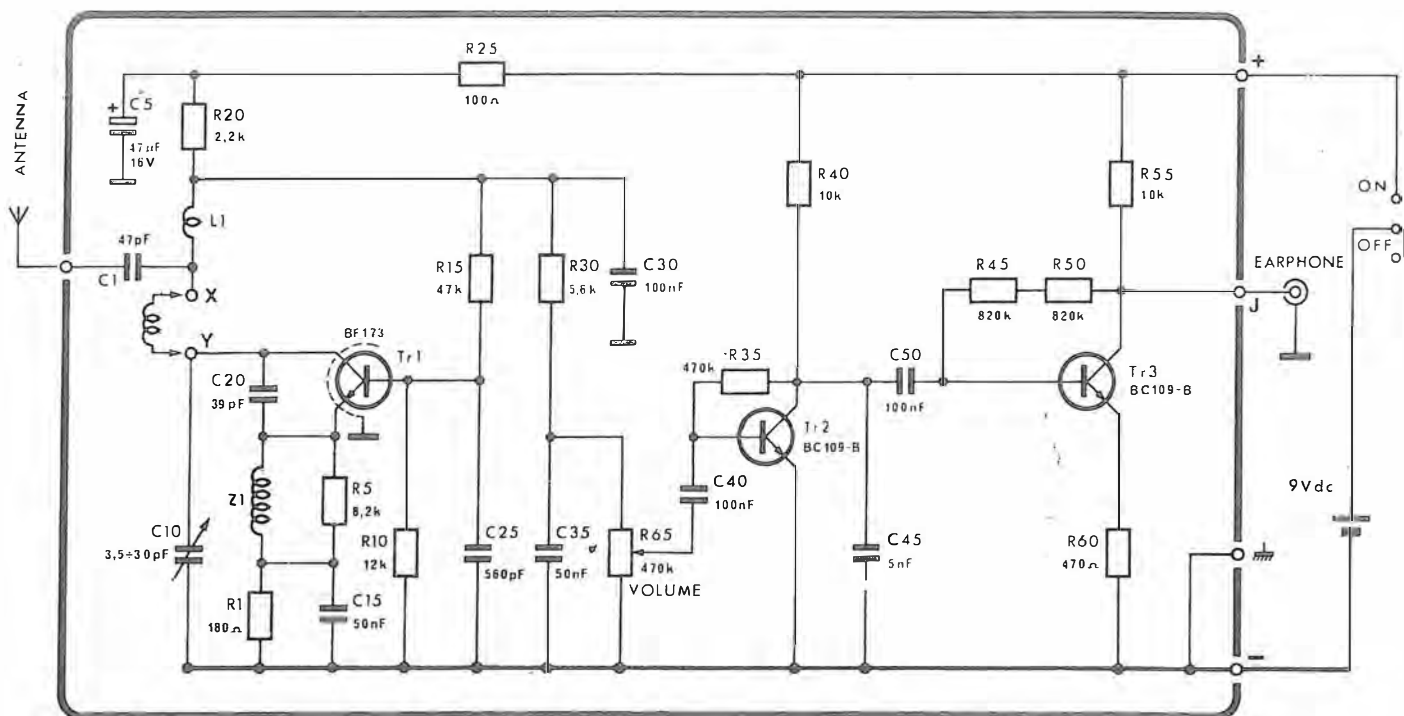
La gamma ricevuta si estende dal margine superiore delle onde corte fino a 150 MHz. La copertura si ottiene in cinque gamme. Si passa da una gamma all'altra mediante la semplice sostituzione di una bobina, come si è detto.

Non sono richieste lunghe e difficili operazioni di allineamento e di messa a punto.

L'ampia copertura in frequenza consente l'ascolto di molte interessanti emissioni, come le bande dei radioamatori 27 MHz e quella dei 144 MHz (2 metri), le emissioni della banda cittadina, l'audio della televisione (banda I), le radiodiffusioni circolari in modulazione di frequenza eccetera.

Un amplificatore di bassa frequenza a due stadi apporta notevole guadagno al segnale rivelato.

La migliore ricezione nella gamma VHF si ottiene regolando la lunghezza dell'antenna al quarto d'onda, cosa che si può fare con facilità

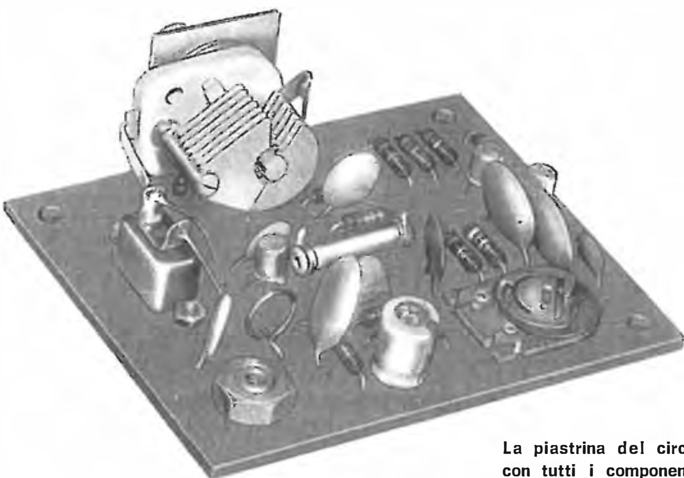


Tr1 è il transistore rivelatore che usufruisce di una azione reattiva, controllata a frequenza supersonica. Tale reazione si verifica per la presenza di C20 tra collettore ed emettitore. Il segnale rettificato viene filtrato da C30-C35 ed R30 ed avviato a Tr2, indi a Tr3 per l'amplificazione in Bassa Frequenza. Per il cambio di gamma si innestano le diverse induttanze tra X ed Y.

facendo rientrare parzialmente gli elementi dell'antenna telescopica.

Il vantaggio del sistema a superreazione è nella sua semplicità estrema, abbinata ad un'ottima sensibilità. Non sono necessarie le laboriose operazioni di allineamento indispensabili in una supereterodina.

Il sistema seleziona automaticamente tra i vari segnali contemporaneamente ricevuti quello che arriva con l'intensità maggiore.



La piastrina del circuito stampato, con tutti i componenti montati, vista dal lato che, nel collocamento in custodia, risulta volto verso il basso. La piastrina misura cm 10 × 9.

Il principio della superreazione

Il funzionamento di un circuito a superreazione si basa sul periodico bloccaggio di un amplificatore avente un tasso di reazione tanto elevato da funzionare come oscillatore.

Non si può spingere oltre ad un certo limite il tasso di reazione di un amplificatore senza che questo entri in oscillazione.

Questo fatto, che nei casi dei normali amplificatori è da evitare, qui viene provocato di proposito. L'oscillazione non inizia mai spontaneamente, ma deve essere innescata da una qualsiasi perturbazione elettrica nel circuito. Tale perturbazione può essere una tensione di disturbo oppure una tensione di segnale.

L'oscillazione viene immediatamente spenta da un dispositivo, ed il ciclo riprende.

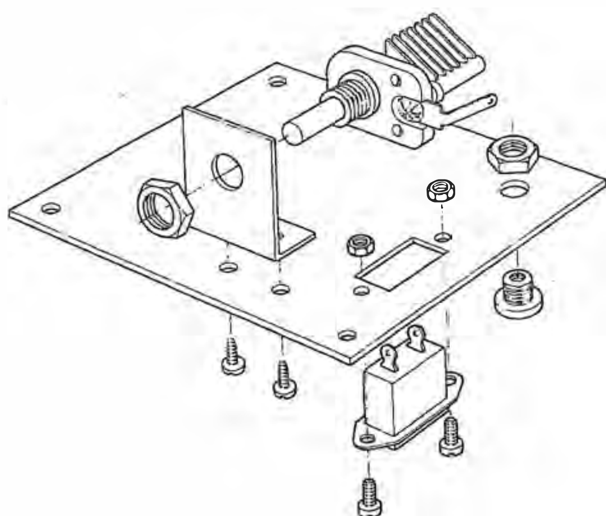
A seconda che ad innescare l'oscillatore sia una tensione di disturbo od un segnale, udremo all'uscita un fruscio fortemente amplificato oppure la modulazione del segnale suddetto.

La frequenza di spegnimento è tenuta a valori supersonici e quindi non viene udita.

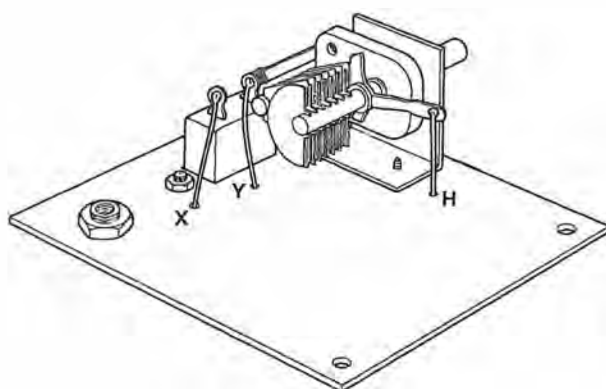
Lo schema elettrico

Il fruscio che si sente in assenza di segnale permette di verificare con la massima semplicità se il ricevitore funziona o meno. L'amplificazione in alta frequenza è elevatissima e permette di ottenere da un solo transistore una sensibilità molto elevata, unita ad un effetto di demodulazione che rivela sia le emissioni in modulazione di ampiezza che quelle in modulazione di frequenza.

Il segnale proveniente dall'antenna è applicato per mezzo del condensatore C1, alla presa intermedia situata tra la bobina L1 e la bobina di sintonia intercambiabile.



Per tre parti si richiede un montaggio meccanico sulla piastrina con viti, dado e squadretta. Si tratta, come si vede, del piccolo condensatore variabile (C10), della presa per innesto delle bobine e della presa d'antenna (in posizione angolare, sul lato destro della figura).



Montate le tre parti di cui sopra, si inseriscono in circuito il condensatore ed il supporto della bobina mediante tre collegamenti eseguiti, con filo nudo, tra il componente e la basetta.

Mediante l'applicazione del segnale alla presa intermedia si migliora la selettività, riducendo l'effetto del carico dovuto alla resistenza d'ingresso del transistore Tr1.

Il condensatore variabile C10 permette la sintonia fine spostando la banda passante del circuito accordato d'antenna.

Il condensatore C20 fornisce tra collettore ed emettitore il tasso di reazione necessario a permettere l'oscillazione.

Il compito di Z1 è quello di non permettere ai segnali a radio frequenza di scaricarsi verso massa, ciò che li rende disponibili all'emettitore del transistore.

I resistori R10, R15 ed R1 stabiliscono il punto di lavoro in corrente continua del transistore Tr1.

Il segnale amplificato e rivelato viene prelevato dal collettore di Tr1, filtrato dai condensatori C30 e C35 e dal resistore R30 per l'eliminazione della radiofrequenza e quindi applicato alla base di Tr2 (opportunamente parzializzato dal potenziometro di volume R65) attraverso il condensatore di accoppiamento C40.

L'amplificatore di bassa frequenza è formato dai due transistori in cascata Tr2 e Tr3.

I due transistori sono collegati ad emettitore comune e prelevano la polarizzazione di base dal collettore per mezzo del resistore R35 e rispettivamente R45 + R50, che, mediante un effetto di controreazione provvedono anche alla stabilizzazione degli stadi.

La tensione di uscita viene prelevata al collettore di Tr3 ed applicata direttamente all'auricolare.

L'alimentazione avviene mediante una batteria a 9 V incorporata nel ricevitore.

Costruzione delle bobine

Le bobine che dovranno essere realizzate in funzione della gamma di frequenza che si desidera ricevere dovranno essere costruite secondo la Tabella qui riportata.

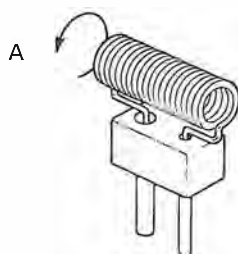
Le bobine L2 - L3 - L4 - L5 dovranno essere realizzate con le spire affiancate, avvolgendo il filo nel senso indicato in figura su un supporto del diametro di 7 mm, lasciando alle estremità dei terminali sufficientemente lunghi da passare nei piedini delle spine, all'estremità dei quali dovranno essere accuratamente saldati.

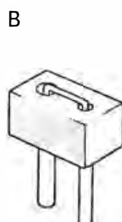
Si taglierà quindi la parte dei terminali che supererà la goccia di saldatura. Per non impedire l'entrata delle spine nelle boccole, la saldatura non deve traboccare oltre al diametro degli spinotti.

Montare le bobine alle spine con le spire quasi aderenti al piano delle medesime.

La bobina L6 è costituita da un semplice ponte di filo in rame stagnato del Ø 1 mm che unisce tra di loro in cortocircuito i due piedini della spina (vedi figura, in B).

Il cambio di gamma si effettua semplicemente cambiando la bobina, infilando la relativa spina nella presa COIL RANGE, facendo attenzione a non deformarla per non uscire di taratura.





Le bobine da realizzare sono cinque. I dati sono esposti nella tabella qui sotto riprodotta. La bobina per le onde più lunghe dell'intera gamma comporta 18 spire (A) mentre quella per le onde all'altro estremo è costituita da un semplice tratto di conduttore (B).

TABELLA dati costruttivi delle bobine

Gamma di frequenza	Bobina	Ø del supp. in mm.	Ø del filo in mm.	N. spire	Fig.
26 ÷ 40 MHz	L2	7	0,8 Cul (rame smaltato)	18	A
40 ÷ 60 MHz	L3	7	0,8 Cul (rame smaltato)	8	A
60 ÷ 100 MHz	L4	7	0,8 Cul (rame smaltato)	4	A
100 ÷ 134 MHz	L5	7	0,8 Cul (rame smaltato)	2	A
134 ÷ 150 MHz	L6	—	1,0 Cul rame stagnato	—	B

Disegno relativo alla piastrina a circuito stampato corrispondente alla fotografia di pagina 30 q. Qui i componenti recano tutti la sigla con la quale compaiono sullo schema elettrico nonché il valore. Nella sua predisposizione come « kit » (Amtron) questo apparecchio è designato UK 545.



Montaggio

Per facilitare il compito di chi intende montare questo apparecchio, che comprende un circuito stampato di tipo non troppo complicato ed impegnativo, riproduciamo qui sopra tale circuito stampato.

Su questa figura vediamo la traccia delle piste di rame del circuito stampato vista in trasparenza; sopra la serigrafia delle piste abbiamo sovrapposto la disposizione dei componenti, che viene ripetuta su ciascun circuito stampato per facilitare al massimo il montaggio.

Meccanica

L'intero circuito del ricevitore è disposto in un contenitore metallico di dimensioni molto ridotte. Non necessita di collegamenti all'alimentazione esterna, perché, come si è detto, la batteria è all'interno.

Alla parte elettrica, stante il circuito stampato, è garantita robustezza ed ottimo aspetto, oltre ad una riduzione la maggior parte degli errori che potrebbero verificarsi in un montaggio di altro tipo.

Questi sono i collegamenti « volanti » da eseguire tra la piastrina ed i tre componenti illustrati: presa a clips per la batteria, jack per l'auricolare e interruttore di alimentazione. Questi ultimi due sono poi fissati al contenitore.

Sul frontale del ricevitore sono disposti il comando di sintonia, la presa per l'auricolare e l'interruttore generale.

Sulla parte superiore si nota il comando per la regolazione semifissa del volume, la presa per l'antenna e la presa per le bobine intercambiabili di sintonia.

Posteriormente si notano due « clips » entro i quali va fissata l'antenna durante il trasporto.

Operazioni terminali

— Collegare per prima cosa una batteria da 9 V alla presa polarizzata che si trova all'interno dell'apparecchio, sincerandosi prima che l'interruttore generale sia disposto in posizione OFF.

— Collegare il coperchio al fondello completo usando le quattro viti autofilettanti ∅ 2,2 x 5.

— Montare la manopola isolata sull'alberino del condensatore variabile di sintonia fissandola con la vite di pressione della quale è dotata.

— Incollare sul fondo della scatola i quattro feltrini autoadesivi dopo aver asportato dai medesimi il dischetto in carta che ne protegge lo strato adesivo.

Funzionamento

— Prendere l'antenna ed avvitarla nel foro filettato corrispondente alla boccola ANTENNA, ed estrarla fino a far estendere tutti gli elementi telescopici.

— Inserire una delle bobine preparate in precedenza nella presa COIL RANGE, a seconda della gamma sulla quale si intende effettuare il collaudo dell'apparecchio.

Per un risultato efficace si consiglia di cominciare con la gamma che va da 60 a 100 MHz, che contiene le emissioni circolari in modulazione di frequenza.

— Collegare l'auricolare alla presa jack EARPHONE.

— A questo punto si può dare corrente spostando l'interruttore generale in posizione ON.

Nell'auricolare, se tutto è regolare, si dovrà sentire un forte fruscio caratteristico, salvo che non sia presente una portante. Il fruscio è importante per giudicare della riuscita del montaggio; se il fruscio è assente vuol dire che vi sono errori o dimenticanze nel montaggio oppure che il regolatore di volume è al minimo.

Girando quindi molto lentamente la manopola TUNING cercare una stazione, e sintonizzarsi accuratamente su di essa.

Prendere quindi un giravite isolato e regolare il trimmer VOLUME attraverso il foro appositamente predisposto allo scopo. Bisogna cercare di ottenere il massimo segnale in auricolare, senza però che intervengano distorsioni per eccessivo pilotaggio dell'amplificatore di bassa frequenza.

Ripetere il procedimento per altre stazioni in modo da individuare quella che arriva con il segnale più forte, ossia la locale.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Valvole termoioniche

13



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. tariffa ridotta ed. — 70% - Lire 750

Valvole termoioniche

Per molti aspetti, la storia delle valvole termoioniche si identifica con la storia della radio.

Si può affermare con certezza che il progresso delle valvole ha contribuito in maniera decisiva a convertire il « telegrafo senza fili » di Marconi in quel poderoso sistema di telecomunicazioni che comprende la moderna « radio », in tutti i suoi vari e molteplici aspetti, inclusa la televisione, il radar, il radiocomando, ecc.

Invero, per oltre cinquanta anni, le valvole hanno indiscutibilmente dominato in questi campi, poi, i transistori, comparsi negli anni '50, hanno acquistato via via un posto preminente ed hanno consentito di introdurre le tecniche proprie della « radio » nei campi più svariati, convertendo questa disciplina da **Radiotecnica** in **Elettronica.**

Il perfezionamento dei transistori ha portato dunque, alla progressiva sostituzione delle valvole nella maggior parte delle funzioni da esse per tanto tempo — e, possiamo dire, egregiamente — assolte; possiamo perciò con ragione pensare che in un prossimo futuro rimarranno alle valvole solo pochi, per quanto forse, insostituibili, impieghi.

Lo studioso di elettronica dei nostri tempi potrebbe, a rigore, accontentarsi di un solo cenno, assai breve, circa la tecnica delle valvole termoioniche, però noi riteniamo che il loro studio, seppure anch'esso sommario, sia pur sempre utile complemento, non solo, ma abbia riscontro ancora nelle necessità della pratica.

La corrente nel vuoto

La sconcertante differenza fra la valvola termoionica e gli altri dispositivi elettrici, inclusi i semiconduttori, sta nel fatto che all'interno di essa la corrente elettrica scorre attraverso uno spazio vuoto.

La lampada ad incandescenza di Edison può essere considerata sotto questo aspetto, il « capostipite » delle valvole ed il fenomeno da Lui scoperto intorno al 1883, prende infatti il nome di « effetto Edison ».

L'inventore osservò che inserendo all'interno dell'ampolla di vetro della lampada, un secondo conduttore, facente capo ad una placchetta e collegandolo al polo positivo della batteria di accensione del filamento, si aveva un passaggio di corrente attraverso lo spazio vuoto, solo quando il filamento era incandescente (**figura 1 R**).

Basandosi sulle cognizioni del tempo, Edison non riuscì a trovare una spiegazione soddisfacente del fenomeno, e solo parecchio più tardi,

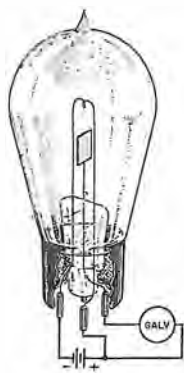


Fig. **1 R** - Il passaggio di corrente (nel vuoto) tra Il filamento incandescente ed una placca metallica polarizzata positivamente, fu il fenomeno rilevato da Edison.

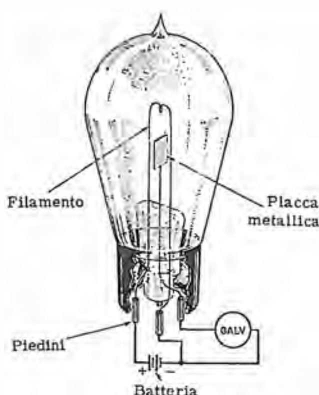


Fig. **2 R** - Fleming notò che invertendo la disposizione elettrica di cui sopra e cioè, collegando la placca metallica al polo negativo della batteria d'accensione del filamento, il passaggio di corrente fra filamento e placchetta cessava.

nel 1899, lo scienziato inglese Thomson, con la sua teoria degli **elettroni liberi** poté dare una ragionevole giustificazione all'effetto Edison: nei metalli, gli elettroni dell'orbita più esterna possono migrare liberamente, perché non sono rigidamente attaccati all'atomo di cui fanno parte.

Gli elettroni liberi sono pure animati da un moto vibratorio, la cui velocità aumenta con la temperatura; se il metallo viene portato all'incandescenza, l'energia cinetica — ossia di movimento — diventa così grande, che per effetto della forza centrifuga gli elettroni liberi possono abbandonare la superficie del metallo e muoversi nello spazio vicino.

Ricordiamo che gli elettroni sono particelle di elettricità **negativa**, quindi appare evidente, come essi siano attratti da una placchetta che abbia una carica **positiva.**

Traendo vantaggio da questa « teoria elettronica », l'inglese Fleming realizzò qualche anno più tardi, la prima valvola elettronica che, comportandosi come una vera e propria « valvola di non ritorno » fa circolare la corrente elettrica solo in un senso, mentre si comporta come un circuito aperto, vale a dire, di elevatissima resistenza, quando la placca è a potenziale negativo (**figura 2 R**).

La valvola di Fleming poteva convertire la corrente alternata in corrente continua e quindi poteva assolvere con vantaggio alla funzione di diodo rivelatore, cioè a quella funzione di cui abbiamo detto già alla nostra prima lezione citando appunto il termine « diodo ».

La valvola di Fleming, per alcuni anni fu il rivelatore dei segnali TSF (Telegrafia Senza Fili) e segnò un deciso miglioramento rispetto ai precedenti rivelatori: « coherer » a limatura di ferro, « detector » magnetico, « detector » a goccia di mercurio o a galena.

Nel 1907 l'americano De Forest brevettava la valvola a **tre** elettrodi che chiamò « audion », ma ben presto la radiotecnica sentì il bisogno di razionalizzare la sua terminologia ed allora la valvola di Fleming a due elettrodi, divenne appunto, **diodo**, e quella a tre elettrodi, **triodo**; il filamento emettitore di elettroni prendeva il nome basato sulla propria funzione: **catodo**, e di conseguenza la placca, positiva, diventava: **anodo.**

Nel triodo, un terzo elemento posto nello spazio fra catodo ed anodo era in grado di controllare l'intensità del flusso elettronico (**figura 3 R**); il suo nome di **griglia** deriva dalla sua forma a reticolo.

Il triodo poteva **amplificare** i debolissimi segnali radio, sia prima che dopo la rivelazione;

esso consentiva pertanto, un prodigioso sviluppo delle radiocomunicazioni che, nei primi anni, erano vincolate alla potenza dei trasmettitori ed alla pura sensibilità dei ricevitori, rivelatori privi d'amplificazione.

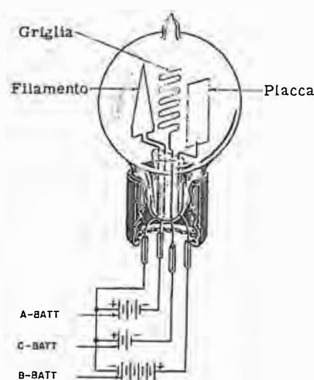


Fig. **3 R** - Con l'inserzione di un terzo elemento, detto griglia (collocato sul percorso degli elettroni] e con la possibilità di polarizzare tale elemento, L. De Forest pervenne al triodo.

Tipi di catodi

Affinché gli elettroni liberi possano « evaporare » dalla superficie dell'emettitore, è necessario che questo sia portato ad una temperatura relativamente elevata. La quantità di calore necessaria per liberare gli elettroni dipende dalla struttura molecolare dell'emettitore e costituisce la « funzione di lavoro » della sostanza: lo scopo delle ricerche condotte per lungo tempo dai costruttori di valvole è stato di ottenere catodi che avessero una forte emissione di elettroni alla minore temperatura possibile, consumando così il minimo d'energia elettrica per il riscaldamento.

I filamenti di tungsteno vennero impiegati agli inizi; il tungsteno, che ha il pregio di poter permanere al bianco di calore per lunghissimo tempo senza fondere né deteriorarsi, si impiega ancora oggi per le grosse valvole trasmittenti usate dalle stazioni radio e TV.

Per le valvole di media potenza, entro una vasta gamma di tipi che vanno da quelli per trasmettitori radiotelegrafici commerciali, a quelli per trasmettitori di radioamatore (potenza massima 1 kW), si impiegano prevalentemente catodi costituiti da filamenti di tungsteno-toriato. Lo strato di ossido di torio depositato sul nastro di tungsteno ha spessore molecolare, però la sua presenza favorisce la « fuga » degli elettroni, sicché ne risulta una emissione piuttosto intensa, anche con potenze di accensione relativamente basse; per di più, la temperatura del filamento può essere minore: invece di circa 2000 °C si hanno soltanto 1500 °C, corrispondenti ad una luminosità bianco-giallastra.

Per le piccole valvole di potenza, nelle quali la tensione dell'anodo non supera i 1 000 volt, e per le valvole di dimensioni minuscole, impiegate un tempo nei ricevitori, si impiegano catodi ad ossidi.

Le versioni che si riscontrano sono due:

— **Riscaldamento diretto** - Un nastrino in lega di nichel è ricoperto di speciali ossidi, che sono in grado di emettere elettroni anche alla temperatura del rosso-vivo, 700-800 °C.

— **Riscaldamento indiretto** - Il catodo è costituito da un cilindretto di nichel ricoperto di ossidi; all'interno del cilindretto trovasi un filamento di materiale resistivo, il cui unico compito è quello di provvedere a fare arroventare il catodo, senza però esserne in contatto.

I tipi più comuni di filamenti e catodi sono visibili in **figura 4 R.**

I progressi nella tecnologia dei catodi sono stati grandissimi; il riscaldamento indiretto ad esempio, ha consentito intorno agli anni '30 di impiegare la corrente alternata anche per accendere le piccole valvole, senza risentire del disturbo prodotto dal ronzio della alimentazione a 50 Hz.

Oltre a questo enorme progresso, si è avuto un considerevole aumento della vita delle valvole, passate dalle 5 000 ore massime del tungsteno toriato a 20 mila ore di impiego, con i catodi ad ossidi.

Gli ossidi più impiegati anni orsono erano quelli di metalli alcalino-terrosi come lo stronzio ed il bario. Oggi, forse soltanto un paio di grandi Società americane studiano ancora certi problemi: ad esempio, la Eimac ha recentemente presentato valvole trasmittenti rivoluzionarie, operanti con 2 000 volt anodici, con catodi a riscaldamento indiretto, nei quali la forte emissione e la lunga durata sono ottenute mediante speciali miscele di ossidi scaldate al rosso-bruno.

Nel disegno schematico delle valvole, il filamento, il catodo vero e proprio nel caso di riscaldamento indiretto, ed il bulbo vengono rappresentati come in **figura 5 R.**

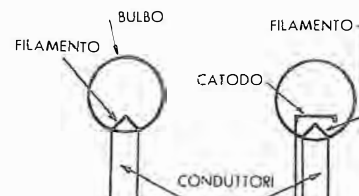


Fig. **5 R** - Filamento e catodo vengono riprodotti come sopra indicato nei disegni schematici.

Diodo e carica spaziale

Il diodo è la valvola più semplice e consta di due elettrodi principali: catodo ed anodo. Anche se il catodo è a riscaldamento indiretto, ed è quindi presente un filamento separato, il nome non cambia, in quanto sono solo **due** gli elettrodi interessati alla conduzione elettronica nel vuoto.

Affinché la conduzione abbia luogo è neces-

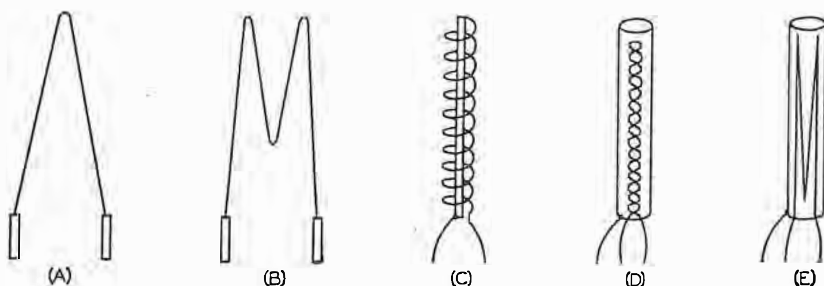


Fig. **4 R** - Tipi di costruzione dei catodi. In **A, B, C,** filamenti emettitori. **A è** un filamento a **V** che **è** stato molto impiegato nella costruzione di valvole di piccole dimensioni, per ricevitori. **B è** un filamento ad **M,** impiegato nelle piccole valvole di potenza. **C è** un filamento a spirale, impiegato nelle valvole trasmittenti. Le figure **D** ed **E** mostrano catodi ad accensione indiretta. La prima - un cilindretto esterno ricoperto di ossidi, con filamento intrecciato all'interno — **è** la costruzione più usata.

sario, come ora sappiamo, che l'anodo abbia un certo potenziale positivo rispetto al catodo: quando questa condizione è soddisfatta, la corrente indicata dallo strumento (A) di **figura 6 R** — ossia la quantità di elettroni catturati dalla placca (P) — è proporzionale alla differenza di potenziale che la batteria (B) determina.

In altre parole, se si potesse variare la tensione di B avremmo una **corrente anodica** che, entro certi limiti, crescerebbe **proporzionalmente** con la differenza di potenziale fra gli elettrodi K e P della valvola.

Se si varierà, dunque, con piccoli incrementi, il potenziale di placca (E_P) fornito dalla batteria B, si osserveranno variazioni della corrente di placca (I_P) lette sullo strumento A: tracciando un grafico con i risultati delle letture, si ottiene la curva « 1 » di **figura 7 R**.

Dalla osservazione di questa **curva caratteristica** vediamo che il diodo in conduzione è assimilabile ad una resistenza il cui valore cambi a seconda della tensione E_P; difatti, il rapporto $R = E_P : I_P$ non è costante per ogni punto

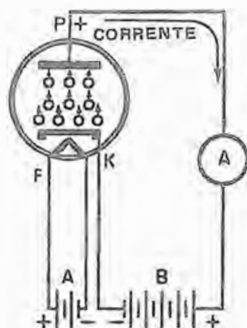


Fig. 6 R - Valvola a due elettrodi: diodo. Il catodo K, riscaldato al rosso, dal filamento F, emette gli elettroni. Il flusso di elettroni verso la placca P determina una corrente letta nello strumento A; l'intensità di questa corrente dipende entro certi limiti, dal potenziale positivo fornito dalla batteria B. La batteria A, che riscalda F, ed il filamento stesso, non fanno parte del circuito elettronico vero e proprio.

Il ginocchio inferiore è prodotto dalla carica spaziale. Il numero totale degli elettroni emessi dal catodo, dipende dalla sua qualità e dalla sua temperatura: a temperatura costante, il numero di elettroni è costante. Gli elettroni evaporati formano una nube intorno al catodo detta appunto « carica spaziale ».

Se il potenziale E_P non è abbastanza elevato, soltanto gli elettroni che si trovano più vicini all'anodo vengono catturati, mentre gli altri tendono a respingere verso la superficie del catodo stesso gli ulteriori elettroni che vengono successivamente emessi: questo contrasto determina una I_P relativamente debole, appunto quando E_P non è sufficientemente alta.

Quando E_P è maggiore, gran parte degli elettroni emessi dal catodo raggiunge la placca, e la nube di carica spaziale, indebolita, non oppone che una limitata resistenza: I_P aumenta allora proporzionalmente ad E_P.

Se si aumenta ulteriormente E_P fino ad oltrepassare il punto « S » la carica spaziale si annulla, ma il catodo non è in grado di fornire un maggior numero di elettroni: siamo giunti alla

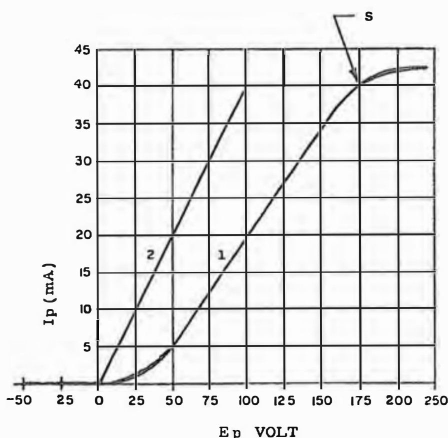


Fig. 7 R - « curve » delle funzioni Ep-Ip ricavate da un diodo montato come in figura 6 R (1) e da una resistenza (2). Come si vede, l'andamento con una resistenza pura è quello di una retta, mentre con un diodo si verificano flessioni (iniziale ed in S).

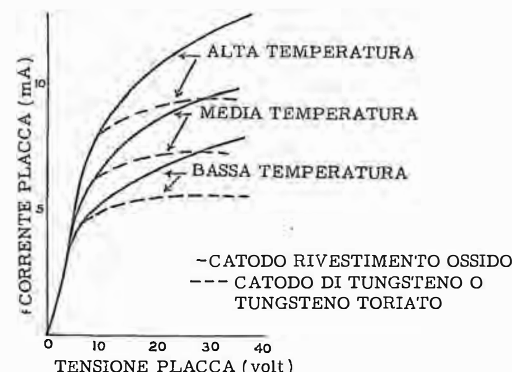


Fig. 9 R - Relazioni caratteristiche fra la tensione e la corrente di placca relative ad un diodo a valvola termoionica, per differenti valori di temperatura e per catodi emissivi di differente natura fisica.

della caratteristica, come invece accade nel caso della resistenza R di **figura 8 R**, la cui retta, derivata dalle misure a differenti potenziali, è riportata anch'essa in figura 7 R come curva « 2 ».

Allora diciamo che la caratteristica della R è « lineare », mentre quella della valvola è « nonlineare », ossia alla variazione di una grandezza (E_P) non si ha una variazione esattamente proporzionale dell'altra grandezza (I_P).

La curva caratteristica della valvola termoionica presenta due punti interessanti: il primo è a sinistra, dall'origine fino ad una certa ampiezza di E_P. Risulta evidente per questo tratto una pendenza minore, quindi più piccoli incrementi di I_P; al di sopra di un certo punto, detto « ginocchio inferiore », si ha un tratto intermedio abbastanza lineare, di maggiore pendenza; poi, oltrepassato l'altro punto (« S » in alto, detto « ginocchio superiore ») la pendenza diminuisce di nuovo.

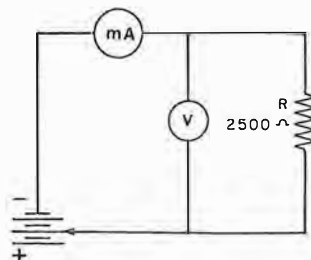


Fig. 8 R - Le « curve » riportate nella figura precedente si ottengono variando la tensione progressivamente, così come è qui indicato per ciò che si riferisce all'ottenimento della « curva » 2 di cui alla citata figura.

saturazione, quindi I_P si stabilizzerà intorno ad un certo valore, che si manterrà costante, anche se E_P viene molto incrementata; a meno che non si aumenti la temperatura del catodo, fornendogli una maggiore potenza elettrica. In pratica, per ottenere ciò si dovrebbe aumentare la tensione della batteria d'accensione.

In **figura 9 R** si vede come la saturazione dipenda dalla temperatura del catodo, ma anche dal tipo di emettitore: con i catodi ad ossidi, si entra in saturazione più gradualmente di quanto non avvenga con i filamenti di tungsteno e tungsteno-toriato. In ogni caso però, all'aumento della temperatura corrisponde maggiore emissione e quindi il ginocchio superiore si sposta in alto, ossia verso ampiezze maggiori della corrente anodica.

Naturalmente, il metodo di alzare la temperatura di filamento per avere una maggiore emissione non è praticabile perché, fra l'altro,

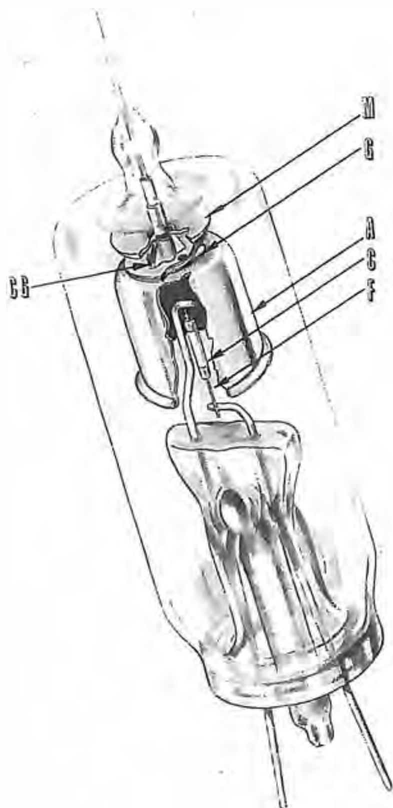


Fig. 10 R - Piccolo diodo « tutto in vetro » per la rettificazione dell'alta tensione che polarizza l'ultimo anodo del tubo per televisione. La corrente assorbita dal cinescopio è molto piccola, quindi il catodo può essere piccolo e richiede poca potenza per l'accensione. L'isolamento e le distanze fra gli elettrodi sono invece considerevoli, essendo la c.a. applicata, molto alta (anche 20 000 volt). M è un supporto in mica, G è il « getter », A è la placca, C è il catodo, F il filamento e CG è un coperchietto del «gitter».

porterebbe alla rapida sua distruzione, quindi, se per determinate applicazioni occorrono delle I_p relativamente grandi, l'unica soluzione consiste nel fare catodi di maggiore superficie, con consumi maggiori per l'accensione.

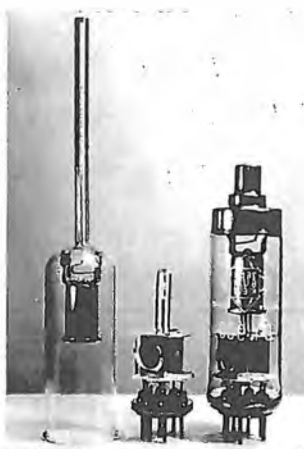
A titolo d'orientamento possiamo osservare che mentre un piccolo diodo come quello di **figura 10 R**, costruito a suo tempo per fornire una tensione molto alta nei televisori (quella necessaria all'anodo del tubo a raggi catodici, detta EAT), ha un filamento che richiede circa 0,6 watt, una valvola di potenza per trasmettitori di amatore può avere un filamento che assorbe 50 W e più.

Impieghi del diodo

I semiconduttori, come si è accennato, hanno sottratto alla valvola a diodo buona parte delle importanti funzioni che essa aveva un tempo; anche la rettificazione delle correnti alternate di altissima frequenza, come le microonde, avviene in modo migliore con i semiconduttori che con la valvola.

Da alcuni anni poi, si realizzano ottimi dispositivi a diodi in serie, per il raddrizzamento della corrente alternata a 50 Hz, e quindi anche la funzione di convertire l'energia di rete in corrente continua, per l'alimentazione di radioricevitori, televisori ed apparati elettronici è passata ai semiconduttori.

Nella figura 10 R, che rappresenta il diodo raddrizzatore dell'EAT di cui si è detto, una volta molto impiegato nei televisori, sopra la placca, si vede una pastiglietta indicata col nome di « getter »: questo accessorio non fa parte del sistema elettronico ma fa parte della tecnica costruttiva delle valvole, per ottenere il vuoto spinto senza eccessive complicazioni. Durante una delle ultime fasi della produzione, si fa un discreto vuoto entro il bulbo mediante speciali pompe, e si procede contemporaneamente alla saldatura dell'appendice superiore o inferiore, in vetro.



Nella fabbricazione delle valvole, la penultima fase consiste nell'abbinamento dell'ampolla di vetro (a sinistra) alla struttura elettrodica (al centro); segue l'aspirazione dell'aria (vuoto) con chiusura a caldo del peduncolo superiore e inserimento — in questo caso — di un attacco per collegamento anche sull'apice della valvola.

Quindi, si passano le valvole semi-finite entro un forno ad induzione dove le parti metalliche si arroventano al colore rosso: a questo punto avviene la combustione della pastiglia di « getter », costituita da una miscela di magnesio, bario, fosforo; dalla combustione si ha la completa eliminazione dei gas residui ed il vuoto diviene molto elevato. Il processo è largamente usato quando i bulbi delle valvole non sono troppo grandi.

Si prevede che i grandi trasmettitori di radiodiffusione continueranno ad impiegare ancora per qualche tempo diodi per l'alimentazione, raddrizzando la corrente alternata di parecchi chilovolt: in queste applicazioni, però, si richiedono correnti di alcuni ampère, quindi sono necessari diodi voluminosi, che peraltro debbono avere una resistenza interna molto bassa.

Se si analizza il grafico di figura 7 R ci si rende conto che il diodo a vuoto spinto ha una resistenza interna non trascurabile; difatti $R = E_p : I_p$.

Ad esempio, con $E_p = 100$ V ed $I_p = 20$ mA la R è di 5 kΩ. Diodi più grandi possono avere resistenze interne (durante la conduzione) di soli 500 Ω, ma ciò è sempre eccessivo quando I_p è nell'ordine di alcuni ampère.

Nei grossi diodi, destinati a raddrizzare correnti di alcuni ampère, è stato adottato l'artificio della conduzione ionica, che annulla la carica spaziale. All'interno del bulbo vengono introdotte, in fase di lavorazione, alcune gocce di mercurio che, a causa della temperatura prodotta dal filamento acceso, evapora nell'ambiente a bassa pressione; quando, dopo alcuni minuti di preriscaldamento, si applica il potenziale di placca, i vapori di mercurio si ionizzano. Gli ioni (positivi) neutralizzano la nube negativa della carica spaziale e quindi per qualsiasi ampiezza di E_p tutti gli elettroni emessi dal filamento vengono attratti dalla placca ed incontrano resistenza minima.

Il potenziale di ionizzazione del mercurio è 15 volt, perciò i diodi di questo tipo, pur avendo una resistenza interna bassissima, causano una caduta di tensione sempre di 15 volt, anche se la corrente prodotta dal flusso elettronico è nell'ordine di parecchi ampère.

In conclusione, la valvola di Fleming probabilmente non scomparirà del tutto dagli impieghi nel campo elettronico, ma si ricorrerà ad essa solo per il raddrizzamento delle altissime tensioni con forte corrente.

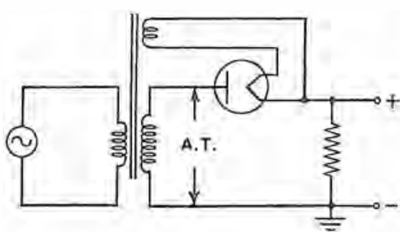
Il diodo come raddrizzatore

Il compito principale del diodo è di raddrizzare la corrente alternata, ossia di convertirla in corrente continua. Ciò è possibile, dato che esso permette, come abbiamo visto, il passaggio della corrente in un unico senso.

Così, se alla placca viene applicato un potenziale alternato, la corrente circola soltanto durante la semionda in cui la placca ha valore positivo rispetto al catodo.

di una sola semionda...

La **figura 11 R** illustra lo schema di collegamento di un diodo come rettificatore di una semionda.



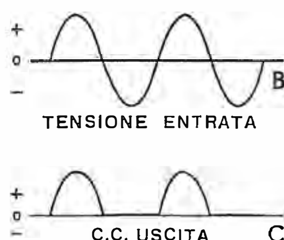


Fig. 11 R - Diodo impiegato per rettificare la corrente alternata agendo su una sola semionda. La tensione (A.T.) che si presenta alla placca ha l'andamento riportato in B, mentre C mostra come è la corrente parzialmente rettificata d'uscita.

Il primario del trasformatore è collegato alla rete di distribuzione dell'energia elettrica. Dei due secondari, uno, a bassa tensione, fornisce l'energia necessaria per l'accensione del filamento: l'altro, ad alta tensione, fornisce la tensione da rettificare.

Uno dei terminali del secondario ad alta tensione è collegato direttamente al carico, il quale, a sua volta fa capo, dall'altro lato, al filamento (o al catodo) del diodo.

L'altro terminale dell'alta tensione è in diretto contatto con la placca.

L'alta tensione (che è tale grazie all'elevato rapporto del numero di spire dell'avvolgimento relativo, rispetto al primario) rende detta placca successivamente positiva e negativa, a seconda delle alternanze della tensione.

Non appena la tensione alternata viene applicata ai capi del primario, i due terminali dell'avvolgimento ad alta tensione diventano successivamente ed alternativamente negativi e positivi (rispetto al filamento) durante ogni ciclo della tensione alternata.

Dal momento che la valvola permette il passaggio della corrente soltanto nella fase in cui la sua placca è positiva rispetto al filamento, ne consegue che la corrente scorre soltanto durante la metà di ogni ciclo.

Da ciò, se la tensione applicata alla placca ha un andamento pari a quello della figura 11 in B, la corrente d'uscita che percorre il carico ha invece l'andamento illustrato alla stessa figura in **C**.

La curva caratteristica di un diodo dimostra per quale motivo esso rettifica. Vediamo ciò alla **figura 12 R** che riporta la curva E_p-I_p di un diodo, una tensione alternata di ingresso (sinusoidale) e la corrente continua (pulsante) presente in uscita.

All'inizio, la placca del diodo è a potenziale zero.

Non appena la tensione alternata inizia la fase ascendente (positiva), la placca assume i successivi valori positivi da « A » a « B » a « C », ivi comprendendo naturalmente tutti i valori intermedi non citati per semplicità di disegno. Ciò provoca il passaggio della corrente, la quale assume il valore corrispondente « A' », « B' » e « C' ».

Durante il semiperiodo da « C » a « D » ad « E » — invece — la placca assume valori negativi.

Poiché con la placca negativa non si ha alcun passaggio di corrente al carico, ne consegue che, in uscita, si ha una serie di impulsi di corrente separati da intervalli in cui la corrente viene a mancare, aventi la medesima durata di quelli in cui essa è presente.

Allo scopo di livellare tali impulsi in modo da eliminare gli intervalli e le differenze di ampiezza, si usa, nel circuito di uscita, un filtro appropriato, costituito generalmente da condensatori e da impedenze o da resistenze.

Tuttavia, proprio a causa di detti intervalli, la tensione rettificata su una sola semionda, non può essere livellata altrettanto bene quanto può esserlo quella rettificata su entrambe le semionde che, per tale fatto, non presenta intervalli. È assai più frequente quindi, il ricorso alla rettificazione delle due semionde.

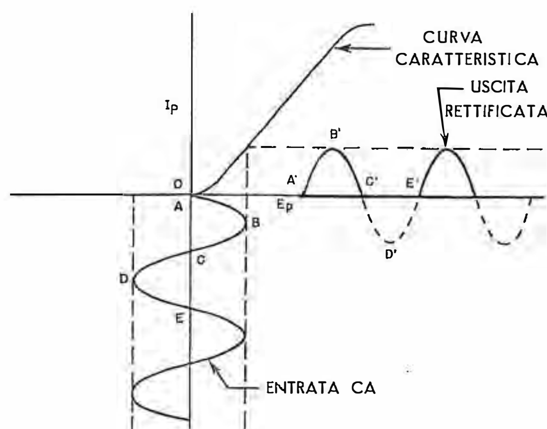


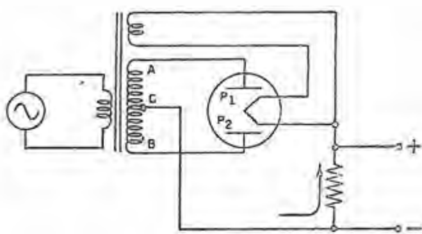
Fig. 12 R - Questa « curva caratteristica » del diodo, in funzione di rettificatore, mette in evidenza ciò che si è visto alla figura precedente, ossia: la tensione sinusoidale entrante e quella raddrizzata (per una sola semionda) uscente, con il formarsi di intervalli in cui, non essendo la placca positiva (semionda negativa), non si ha corrente in uscita.

... e di entrambe le semionde.

La rettificazione delle due semionde avviene per entrambi i semiperiodi di un ciclo di corrente alternata; essa viene effettuata con due diodi. Questi ultimi possono essere uniti in una unica valvola detta « doppio diodo ».

Ciascun diodo permette il passaggio della corrente durante una alternanza, secondo lo schema illustrato nella **figura 13 R.**

I filamenti, o catodi, dei due diodi sono in comune, ossia collegati tra loro, e spesso — come nella figura citata — sono costituiti da un unico filamento che appartiene contemporaneamente ad entrambi i diodi.



I due terminali dell'avvolgimento ad alta tensione sono collegati alle due placche.

La presa centrale fa capo ad una estremità del carico, il cui secondo terminale è in contatto con il filamento (o catodo) dei diodi.

La corrente alternata che scorre nel primario induce una tensione alternata nel secondario.

Le due placche assumono alternativamente un potenziale positivo rispetto al catodo. Infatti, mentre una è positiva, l'altra è negativa, e viceversa.

Seguiamo ora il circuito partendo da ogni placca, attraverso la relativa metà dell'avvolgimento ad alta tensione ed il carico, fino a raggiungere il catodo.

Supponiamo che, durante un semiperiodo, il terminale superiore, « A », sia positivo rispetto al terminale « B ».

Poiché la presa centrale « C » è a metà strada tra i due, il suo potenziale sarà negativo rispetto ad « A » e positivo rispetto a « B ».

Quindi, dal momento che la presa centrale torna al filamento attraverso il carico, nell'istante da noi considerato « P_1 » è positiva rispetto al filamento stesso.

Gli elettroni emessi vengono attratti da « P_1 », percorrono l'avvolgimento ad alta tensione fino al punto « C », dopo di che si dirigono verso il filamento attraverso il carico, nella direzione indicata dalla freccia.

Durante il semiperiodo successivo è, invece, « P_2 » ad essere positiva rispetto al filamento: essa quindi attrae gli elettroni che percorrono la relativa metà del secondario del trasformatore fino al punto « C », dal quale raggiungono nuovamente il filamento attraverso il carico, sempre nel senso indicato dalla freccia.

Da ciò possiamo dedurre che la corrente che percorre il carico scorre sempre nel medesimo senso durante entrambe le semionde.

Una tensione di ingresso pari a quella rappresentata in **B** della figura 13 R determina nel carico una corrente analoga a quella rappresentata nella sezione **C** della medesima figura.

È interessante notare che la frequenza delle pulsazioni di corrente continua così ottenute, è doppia di quella della tensione alternata di entrata. Ciò significa che se la tensione di alimentazione è alternata a 50 Hz, la corrente rettificata ha una frequenza di pulsazioni di 100 Hz.

Questo è il motivo per cui il sistema può essere sfruttato in certi casi oltre che per rettificare, anche allo scopo di raddoppiare la frequenza di una corrente alternata.

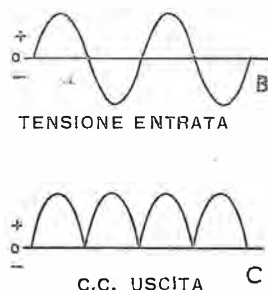


Fig. 13 R - Doppio diodo in funzione di rettificatore di due semionde ed andamento della tensione alle placche (in B) e della corrente all'uscita (in C).

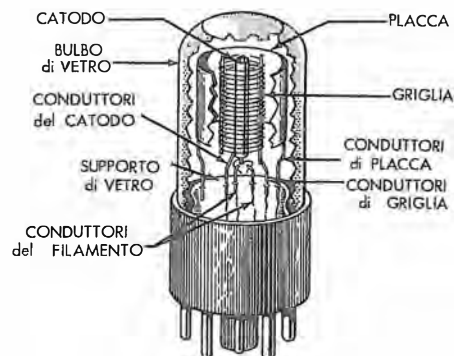
Questo sistema di rettificazione viene adottato nella maggior parte dei circuiti di alimentazione degli apparecchi elettronici, in quanto presenta il vantaggio di una maggiore possibilità di livellamento, dovuta al fatto, come abbiamo detto, che non esistono intervalli in cui la tensione è completamente assente.

Occorre però tener presente che, in questo caso, dal momento che le due sezioni del secondario lavorano alternativamente, la differenza di potenziale tra i suoi estremi deve essere circa il doppio della tensione che si desidera avere in uscita.

In compenso, poiché l'assorbimento di corrente avviene in una sola sezione, durante ogni ciclo completo, la dissipazione di potenza da parte del trasformatore rimane la stesssa che si avrebbe in un circuito di rettificazione ad una sola semionda.

Naturalmente oggi — fermo restando il principio di funzionamento — al posto dei diodi a vuoto si impiegano diodi a semiconduttore, cadendo con ciò la necessità del secondario del trasformatore previsto per l'accensione dei diodi a vuoto.

Il triodo



Aspetto della struttura interna di un tipico triodo ad accensione indiretta (e cioè, dotato di catodo e di filamento riscaldatore). Sono visibili tutti gli elettrodi nelle rispettive posizioni.

Fino alla invenzione di De Forest, la valvola elettronica, molto utile per raddrizzare debolissimi segnali ad Alta frequenza (rivelazione), non era in grado di offrire altre prestazioni; difatti, per variare il flusso degli elettroni dal catodo alla placca, esistevano, come si è visto, solo due possibilità: alterare la temperatura del filamento, ovvero variare la tensione E_p applicata alla placca.

La geniale idea di De Forest segnò invece uno dei più importanti passi nella evoluzione della radiotecnica; difatti, **la griglia** introdotta nello spazio catodo-anodo è in grado di governare gli effetti della carica spaziale e quindi il flusso degli elettroni può essre variato a piacimento, agendo su un debole potenziale applicato appunto a detta griglia, senza quindi dover modificare né la temperatura del filamento, né la E_p.

Questo elettrodo aggiunto prende il nome dalla forma e dalla funzione; esso pertanto, viene

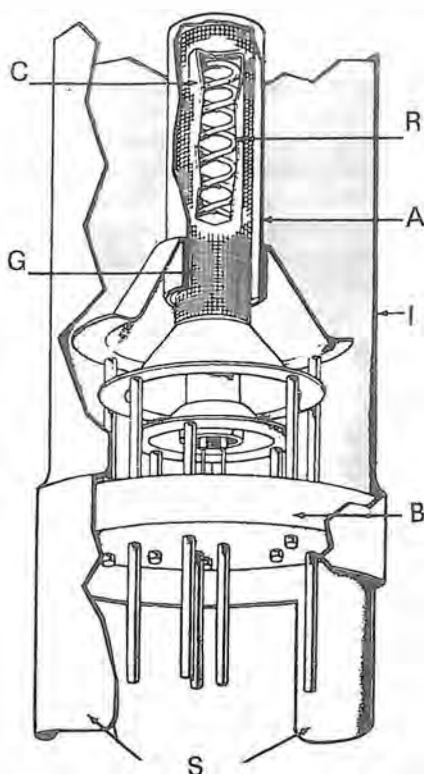


Fig. 14 R - Struttura di uno degli ultimi triodi prodotti industrialmente prima della loro scomparsa dai ricevitori. Questa costruzione — detta Nuvistor — in luogo del bulbo di vetro ha una capsula metallica applicata, ovviamente a perfetta tenuta di vuoto, ad una basetta ceramica alla quale sono fissati i reofori per il collegamento agli elettrodi. C è il catodo; G, la griglia; R, il riscaldatore; A, l'anodo; I, l'involucro metallico; B, la base ceramica ed S le guide per l'iserzione nello zoccolo.

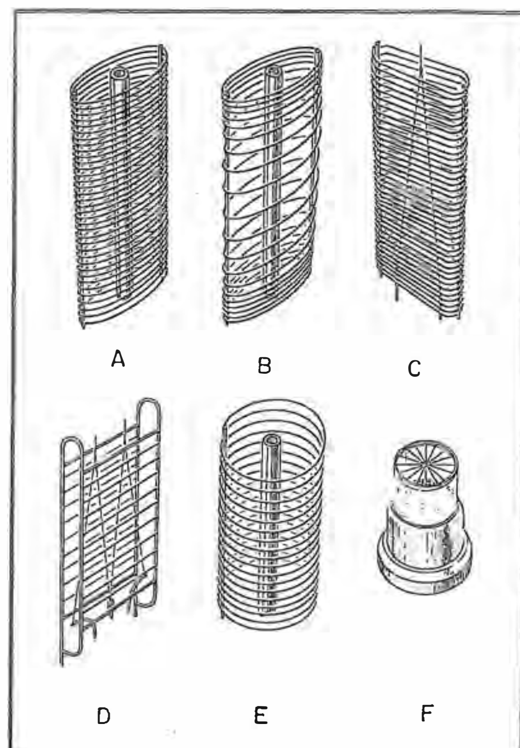


Fig. 15 R - Tipiche strutture della griglia controllo di valvole termoioniche. A) ellittica elicoidale uniforme, B) ellittica elicoidale a spaziatura variabile, C) ovalizzata piatta, D) « a scala », E) elicoidale circolare, F) a raggiera, utilizzata nei triodi per UHF.

comunemente indicato come **griglia-pilota** o **griglia di controllo.**

La struttura del triodo non differisce molto da quella del diodo, se si eccettua la presenza del terzo elettrodo: in **figura 14 R** si vede la sezione trasversale di un triodo a riscaldamento indiretto: fra l'altro, facciamo osservare che esso è il più moderno fra i piccoli triodi, progettato quando la radiotecnica non aveva ancora optato decisamente per i transistori. Si tratta di un triodo che, anche nelle dimensioni, cercava di porsi sul piano concorrenziale con i transistori; è un vero capolavoro di miniaturizzazione studiato e prodotto dalla RCA, e trovò qualche limitata applicazione nei televisori.

La capsula, in metallo, ha il diametro di 8 mm e l'altezza di 13 mm. Una costruzione accuratissima impedisce ai tre elettrodi concentrici (catodo, griglia, anodo) di entrare in contatto; gli spazi interelettrodici sono piccolissimi, quindi un triodo di questo genere è idoneo ad essere impiegato anche in VHF ed UHF ma, purtroppo, esso nacque troppo tardi e nel breve giro di qualche anno, i transistori UHF presentarono senz'altro caratteristiche migliori.

Nel « Nuvistor » (questo è il suo nome commerciale) di figura 14 R vediamo che la struttura della griglia è quella di una sottilissima reticella; invero, a seconda delle prestazioni e del tipo di valvola, le griglie di controllo hanno assunto struttura più o meno elaborata, come si può osservare dalla **figura 15 R** che ne riproduce alcune. I metalli impiegati per la costruzione delle griglie vanno dal comune ferronichel ad altri più rari come il molibdeno, il tungsteno, il tantalio; i metalli più costosi vengono, di norma, impiegati per le valvole di potenza, dove la griglia sottoposta ad alte temperature, non deve né alterarsi, né divenire essa stessa una sorgente di elettroni. Il triodo è raffigurato negli schemi così come si osserva in **figura 16 R.**

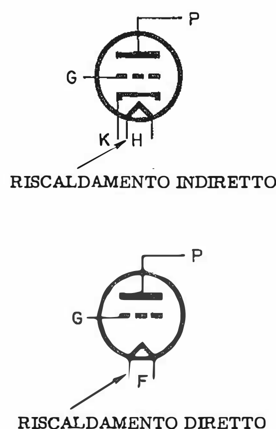


Fig. 16 R - Rappresentata simbolicamente, la griglia si disegna fra emettitore e placca come una linea tratteggiata. Nelle valvole a riscaldamento indiretto, il catodo, K, assume la funzione del filamento e quest'ultimo prende il nome di riscaldatore, indicato con la lettera H (dall'inglese « heater »).

Funzione della griglia

Il compito della griglia di controllo consiste dunque nel regolare il flusso di elettroni fra catodo e placca, e cioè controllare la corrente istantanea di placca che fluisce nella valvola. Quindi, una tensione applicata sulla griglia di controllo può modificare il valore della corrente di placca quando la tensione applicata su quest'ultima venga mantenuta ad un valore costante.

Per renderci ben conto di questa importante funzione supponiamo di portare la griglia ad un potenziale leggermente negativo rispetto al catodo. Ciò può essere ottenuto mediante l'impiego di una comune batteria a bassa tensione.

Questo potenziale negativo di griglia respingerà una parte degli elettroni (non tutti) che si dirigono dal catodo alla placca. Se la griglia viene resa maggiormente negativa, il numero di elettroni che potrà raggiungere la placca subirà un'ulteriore riduzione.

Il potenziale che la griglia presenta rispetto al catodo, viene denominato **polarizzazione di griglia.**

Osserviamo ora i tre disegni della **figura 17 R,** allo scopo di comprendere in qual modo la griglia eserciti la sua azione di controllo sulla corrente anodica; essi rappresentano la sezione trasversale di un triodo.

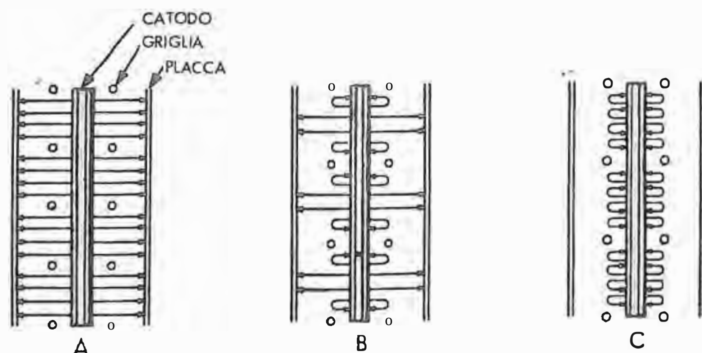


Fig. 17 R - Efeto della tensione negativa di griglia controllo sul percorso degli elettroni: in A essa è nulla, in B è lieve e non tutti gli elettroni raggiungono la placca; in C è alta, e non passa alcun elettrone. Il flusso di elettroni è soggetto alla forza predominante tra il campo della placca e quello della griglia.

In **A**, abbiamo il caso in cui la tensione di griglia è zero. Essa non ha perciò alcuna influenza sul passaggio degli elettroni, e la corrente anodica scorre esattamente come scorrerebbe in un diodo.

In **B**, appare invece evidente ciò che accade quando la griglia viene resa leggermente negativa: dal momento che anche gli elettroni sono negativi, alcuni vengono respinti verso il catodo dal quale provengono, e solo una parte di essi ha energia sufficiente per raggiungere la placca.

Nella sezione **C**, infine, la griglia ha un potenziale fortemente negativo: tutti gli elettroni emessi vengono respinti verso il catodo stesso che li ha emessi e per questo la corrente anodica cessa completamente di scorrere.

Da questa succinta esposizione del fenomeno, si comprende come il vantaggio del triodo nei confronti del diodo consista nel fatto che **piccole variazioni di tensione** della griglia pilota possono controllare **notevoli variazioni nella corrente** anodica, per cui il triodo può essere considerato a ragione il primo dispositivo realmente efficace per l'amplificazione di un segnale elettronico, applicato alla sua griglia.

Questa possibilità offerta dalla griglia, di controllare e di regolare il flusso della corrente di placca, viene sfruttata in molti modi fra cui ricorderemo, come condizione limite, il completo annullamento della corrente anodica cui abbiamo precedentemente fatto cenno.

Inoltre, proprietà come vedremo assai interessante, la griglia controllo può far aumentare o diminuire istantaneamente — vale a dire senza alcuna inerzia — la corrente di placca, anche se la tensione positiva presente su quest'ultimo elettrodo viene mantenuta costante.

L'azione della griglia può inoltre determinare delle condizioni di corrente nel circuito anodico che possono equivalere a variazioni della tensione di placca.

Infine, si noti che la griglia, o meglio la sua azione, può essere impedita completamente con il risultato di annullare qualsiasi sua influenza nei confronti della corrente anodica.

È del tutto naturale che le precedenti affermazioni abbiano lasciato nel lettore l'impressione che la griglia di un triodo si comporti come una « valvola di regolazione » nel controllare il valore istantaneo della corrente anodica.

Questa similitudine « idraulica » è abbastanza comune, sebbene il predetto termine non sia completamente descrittivo di tutte le qualità ed impieghi della griglia. Ciononostante, la funzione di « valvola regolatrice », è molto importante poiché rappresenta la base di numerose funzioni esplicabili dal triodo, in particolare la capacità di rendere alla sua uscita un segnale elettrico più ampio di quello applicato al suo ingresso.

Quest'ultimo processo viene detto di **amplificazione.**

È tuttavia opportuno porre subito in chiaro, onde evitare errate interpretazioni del suddetto concetto, che le valvole elettroniche non possono attuare una amplificazione intrinseca di potenza o meglio di energia, in quanto la griglia, in realtà, controlla lo stato istantaneo di una potenza **fornita dall'esterno**, da una apposita sorgente detta « alimentatore anodico ».

Vogliamo chiarire ulteriormente questo concetto.

La realtà del triodo è quella della **resistenza variabile**; in effetti, con l'aggiunta della griglia abbiamo un dispositivo la cui resistenza interna può variare da centinaia di ohm a milioni di ohm, in funzione della tensione negativa (o positiva) applicata alla griglia stessa. Griglia molto negativa, ricordiamo, = debole corrente di placca I_p; griglia poco negativa, o addirittura positiva = I_p in aumento.

Per la legge di Ohm, se la tensione è costante e la corrente cresce, significa che la resistenza è minore; al contrario, se la corrente diminuisce, vuol dire che la resistenza è più elevata.

Nel triodo, il potenziale di griglia — generalmente di pochi volt — è in grado di produrre, con le sue limitate variazioni, forti cambiamenti nella resistenza del circuito di placca.

Poiché il circuito catodo-placca è in serie ad una batteria — o meglio ad un alimentatore in corrente continua — la valvola, a seconda del potenziale di griglia, farà scorrere più o meno corrente.

Il prodotto tensione × corrente è una potenza, però questa potenza non è « creata » nella o dalla valvola, ma è fornita dalla citata sorgente di alimentazione posta fra catodo e placca: in altre parole, dalla batteria anodica. Dalla griglia, la potenza è solo controllata.

Sorgenti di alimentazione

Per poter funzionare regolarmente, qualsiasi triodo richiede oltre alla fonte di energia testé citata, una sorgente di energia capace di provocare il riscaldamento dell'elettrodo emettitore. Ciò è ottenuto mediante la cosiddetta tensione di **accensione** o di **filamento.**

La sorgente di tale tensione viene talvolta identificata con una apposita batteria la quale, per esplicare la sua funzione, deve essere col-

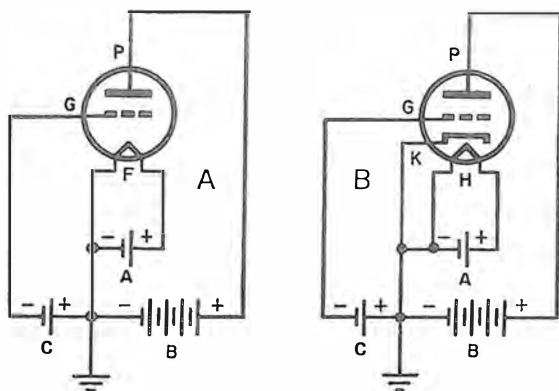


Fig. 18 R - Disposizione fondamentale per alimentazione di un triodo onde studiarne il funzionamento. Sono riportati un elemento a riscaldamento diretto (A) ed uno a riscaldamento indiretto (B).

legata in serie al circuito di filamento sia nel caso del triodo a riscaldamento diretto sia in quello a riscaldamento indiretto (vedi rispettivamente sezione **A** e **B** di **figura 18 R**).

Per una maggiore semplicità espositiva, la descrizione del funzionamento del triodo sarà condotta prendendo in considerazione — come base del discorso — il triodo a riscaldamento indiretto.

Poiché la placca del triodo — come del resto avviene per il diodo — deve funzionare come elemento di attrazione degli elettroni, è evidente che per espletare tale funzione occorre applicarle una tensione positiva rispetto al catodo.

Questa tensione è quella fornita dalla già citata batteria anodica (vedi figura 18 R).

In figura 18 R abbiamo dunque la batteria indicata con (A) che serve alla accensione; d'ora in poi non verrà più evidenziata, perché complica inutilmente lo schema elettrico. Abbiamo poi, la batteria anodica (B) il cui polo positivo è **sempre** collegato alla placca. Abbiamo infine la batteria per la polarizzazione di griglia (C), che ha il polo negativo collegato a questo terzo elettrodo della valvola.

La griglia deve infatti essere leggermente negativa rispetto al catodo, il quale, in molte disposizioni circuitali, si trova a potenziale zero rispetto alla massa; a questo punto comune (equipotenziale) sono collegati il polo negativo della batteria anodica ed il polo positivo della batteria di griglia.

La figura 18 R indica uno schema elementare, quindi teorico; in pratica, l'accensione delle valvole a riscaldamento indiretto si ottiene attraverso un secondario a bassa tensione (6,3 o 12 V) del trasformatore d'accensione dell'apparato.

La batteria anodica è sostituita da un raddrizzatore che converte l'alta tensione c.a. fornita quasi sempre da un altro secondario di trasformatore, in corrente continua così come abbiamo visto (figura 13 R).

Alla polarizzazione di griglia provvedono circuiti opportuni che saranno spiegati più avanti, però nel caso delle valvole trasmittenti, in molti casi si impiega un vero e proprio alimentatore con raddrizzatore, in cui il polo positivo è collegato a massa, come si è detto, ed il negativo al circuito di griglia della valvola finale di potenza del trasmettitore.

Un importante dettaglio concernente le tensioni del triodo, come del resto di qualsiasi altra valvola con più di tre elettrodi, è l'individuazione del punto di riferimento rispetto al quale le varie tensioni elettrodiche sono valutate. Nella maggior parte dei casi, questo punto si identifica con il catodo della valvola oppure con il punto comune delle varie sorgenti di alimentazione, che è, vi abbiamo fatto cenno, solitamente collegato a massa.

Per misurare la tensione anodica bisognerà dunque applicare un voltmetro fra la placca ed il punto comune di riferimento; il polo positivo dello strumento sarà collegato alla alimentazione anodica, mentre il puntale negativo sarà a massa.

Per misurare la tensione di griglia, il voltmetro verrà applicato invece fra griglia e massa, ma il puntale « negativo » dello strumento sarà collegato con la griglia.

Distinzione dei circuiti

Il pratico impiego del triodo e di qualsiasi altra valvola termoionica contenente tre o più elettrodi è fondato sulla suddivisione dei circuiti elettrodici secondo tre sistemi distinti, rispettivamente denominati circuito di **ingresso**, di **uscita** e di **catodo** (vedi **figura 19 R**).

Il cosiddetto circuito di ingresso della valvola comprende tutti quegli elementi circuitali che si trovano fra la griglia di controllo, considerata come un limite, ed il riferimento comune delle

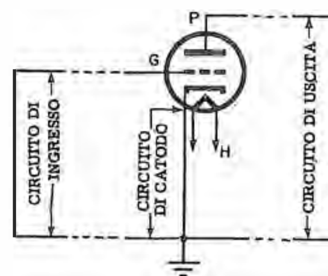


Fig. 19 R - Individuazione del circuito di ingresso, del circuito di catodo e di quello di uscita. Tutti e tre hanno qui un polo in comune (massa).

tensioni, a massa, considerato come secondo limite.

Il circuito di uscita invece comprende tutti i componenti che si trovano fra la placca ed il riferimento comune delle tensioni.

Il circuito di catodo, infine, si compone degli elementi che fanno parte del sistema delimitato dall'elettrodo emettitore vero e proprio e dal solito punto comune di riferimento delle varie tensioni.

La suddivisione dei vari circuiti è basata sul vario significato delle tensioni applicate ai diversi elettrodi; detta suddivisione è anche in stretta relazione con i percorsi delle correnti di segnale che fluiscono nei circuiti della valvola.

Campo elettrostatico

Lo studio del fenomeno di spostamento degli elettroni condotto a proposito del diodo ha posto in evidenza che il controllo della corrente di placca da parte di un nuovo elettrodo è conseguente alla formazione di un campo elettrostatico. Detto campo si attua a seguito di una differenza di tensione creata fra la griglia ed un altro punto della valvola.

È quindi chiaro quanto esposto prima, ossia che per attuare la possibilità di controllo occorre applicare alla griglia una tensione di polarizzazione.

Osserviamo dunque le **figure 20** e **21 R**; in quest'ultima vediamo che alla placca il potenziale è + 100 V, mentre la griglia è a — 1 V. Tali tensioni danno luogo alla formazione di due distinti campi elettrostatici.

La placca — che è polarizzata positivamente — ha associato un campo che attrae gli elettroni su di essa, mentre la griglia di controllo — polarizzata negativamente — ha associato un campo che respinge gli elettroni verso il catodo.

Sul lato della griglia rivolto verso la carica spaziale, la polarizzazione negativa determina la repulsione degli elettroni nuovamente verso la carica spaziale, riducendo con ciò il numero di elettroni che sono diretti sulla placca.

Questo comportamento tende a far aumentare la densità della carica spaziale, da cui consegue che un notevole numero di elettroni emessi venga nuovamente respinto sul catodo onde mantenere l'equilibrio elettrico della carica stessa. A seguito di questo stato di cose si determina una diminuzione della corrente anodica, rispetto al caso della griglia a potenziale zero.

Sul lato della griglia controllo rivolto invece verso la placca, il campo elettrostatico è in direzione di quest'ultima. Conseguentemente, ogni volta che un elettrone, attraversando la struttura della griglia, viene a trovarsi nello spazio compreso fra essa e la placca, tutte le forze elettriche presenti in quella porzione contribuiscono a determinare la cattura da parte della placca stessa.

La figura mostra che le linee di forza relative al campo elettrostatico di placca penetrano nello spazio compreso fra i fili della griglia ed agiscono sulla carica spaziale, spingendo gli elettroni sulla placca.

Contemporaneamente, le linee di forza presenti nello spazio fra griglia controllo e catodo tendono ad impedire lo spostamento degli elettroni verso la placca.

Ne risulta che il movimento degli elettroni attraverso la griglia è controllato dalla forza che predomina.

Potrebbe sembrare — dalla semplice relazione fra i numeri — che il potenziale negativo di 1 volt presente sulla griglia ed il potenziale

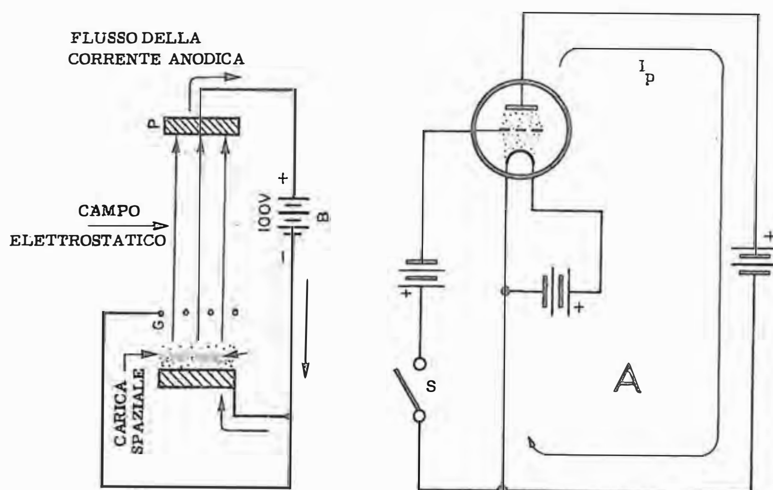


Fig. 20 R - Se il catodo è in grado di fornire un adeguato numero di elettroni, ed alla placca si applica una tensione positiva rispetto al catodo, mentre la griglia è mantenuta a potenziale zero, l'entità della corrente di placca è funzione diretta della tensione anodica e la griglia non contribuisce praticamente al comportamento del triodo.

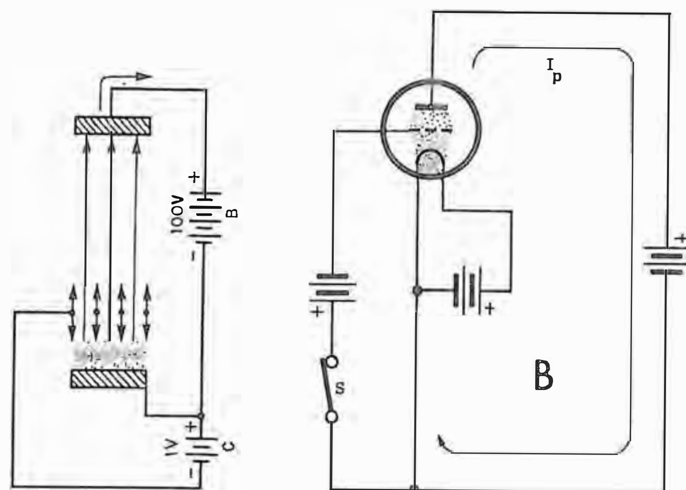


Fig. 21 R - Questa configurazione differisce da quella di cui sopra per la presenza di una polarizzazione negativa sulla griglia. Sotto tali condizioni si creano due campi elettrostatici opposti come abbiamo già osservato in figura 17 R.

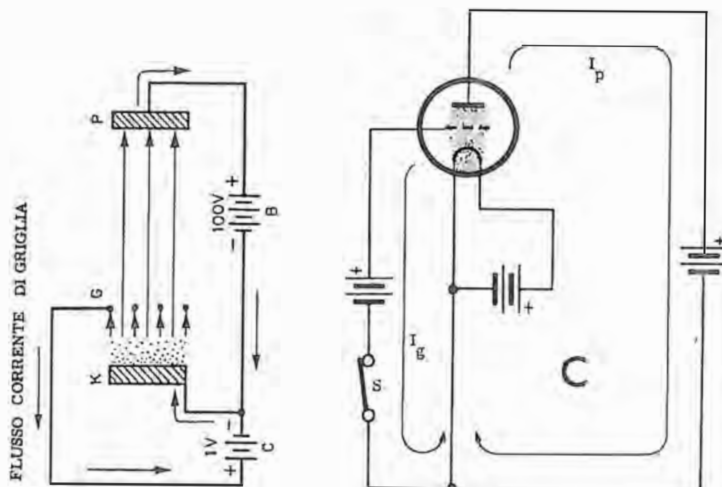
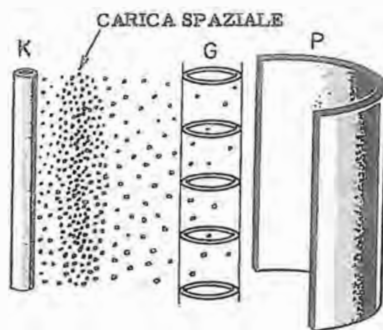


Fig. 22 R - La modifica di polarità della tensione di griglia provoca, naturalmente, l'inversione del campo elettrostatico relativo a quest'ultima. Questo campo determina la tendenza per gli elettroni ad essere accelerati verso la placca, per cui la polarizzazione positiva può definirsi allora come un contributo all'azione della tensione anodica. Nel triodo si verifica in questo caso, anche una corrente di griglia, oltre che di placca.



In questa rappresentazione immaginaria degli elettrodi di un triodo, nessuna tensione è applicata sulla placca (P) e sulla griglia (G), sebbene il catodo (K) si trovi alla temperatura di emissione. Il disegno pone in evidenza che la massima densità di carica spaziale ha luogo in prossimità del catodo e ciò a seguito dell'assenza di qualsiasi campo elettrostatico perturbatore delle condizioni di equilibrio.

positivo di 100 volt relativo alla placca potessero dar luogo a campi di intensità tale da provocare il completo mascheramento del campo di griglia da parte del campo di placca.

Ciò non può invece verificarsi perché la griglia è assai più prossima alla carica spaziale di quanto non lo sia la placca, e quindi una debole tensione applicata su di essa può esercitare tanta, o più, influenza sugli elettroni della carica spaziale di quanta ne esercita la tensione, anche se assai più elevata, presente sulla placca.

Il rendere negativa di un volt rispetto al catodo la griglia vale quanto aumentare di 20, 50 o anche 150 volt la tensione applicata sulla placca. In certi tipi di triodo detto effetto può essere limitato, mentre in altri tipi è molto pronunciato. Si osservi che in certi tipi detti « ad alto μ » l'applicazione sulla griglia di una polarizzazione negativa pari a — 1 volt può già essere tale da bloccare completamente il flusso di elettroni, annullando così in modo assoluto la corrente anodica.

Tale condizione viene appunto definita **interdizione**, mentre l'ampiezza della tensione negativa di griglia necessaria per determinarla prende il nome di **tensione di interdizione** della valvola.

Esamineremo ora cosa capita quando la griglia controllo viene resa anziché negativa come abbiamo sin qui detto, positiva, sempre nei confronti del catodo.

La modifica di polarità della tensione di griglia provoca l'inversione del campo elettrostatico fra griglia e catodo (vedi **figura 22 R**).

Questo campo determina ora la tendenza per gli elettroni ad essere « aspirati » dalla carica spaziale ed accelerati in direzione della placca; inoltre, in conseguenza della tensione positiva di griglia, un gran numero di elettroni passa attraverso le aperture della griglia stessa durante il trasferimento verso la placca.

E poiché il campo prodotto dalla polarizzazione positiva della placca attira, come è noto, gli elettroni contro la placca stessa, la condizione di polarizzazione positiva della griglia può essere definita come un contributo alla funzione esplicata dalla tensione di placca, e si traduce in ultima analisi in un incremento della corrente anodica.

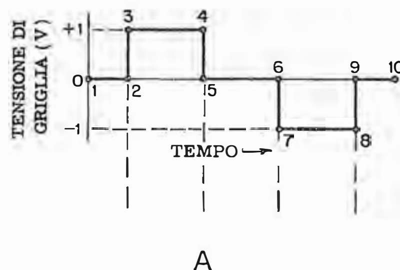
Una certa quantità degli elettroni della carica spaziale intercettati dalla griglia positiva, dà origine ad una corrente griglia-catodo (corrente di griglia) che, a seconda della struttura della valvola e del potenziale di griglia, potrà essere da 1/20 ad 1/5 della corrente anodica.

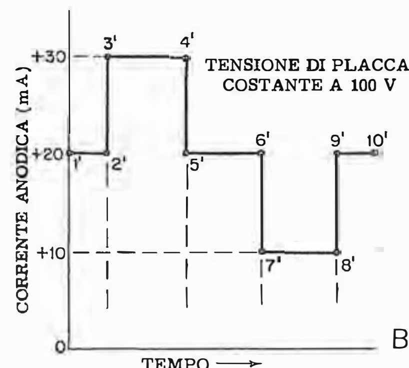
L'esatta relazione quantitativa fra le variazioni della tensione di griglia e le variazioni della tensione di placca — per eguali variazioni della corrente di placca — è in stretta dipendenza con le caratteristiche individuali di progetto della valvola. Detta relazione costituisce una costante di grande importanza per qualsiasi tipo di triodo ed in generale per qualsiasi valvola che contenga un numero di elettrodi superiore a due, poiché determina la capacità della valvola ad esplicare le sue specifiche funzioni.

Finora abbiamo riassunto le tre fondamentali condizioni di polarizzazione, ed i relativi effetti sulla corrente anodica.

Un consuntivo in forma grafica dell'azione esplicata dalla griglia controllo di un triodo, la

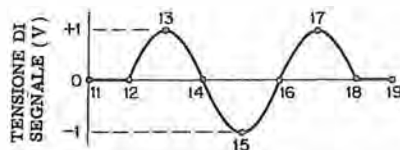
Fig. 23 R - Se il cambiamento di polarizzazione della griglia visto nella successione delle figure 20, 21 e 22 R fosse attuato con un commutatore che, per eguali tempi, avviasse 0 volt, 1 volt positivo, 0 volt, 1 volt negativo successivamente, si avrebbe in entrata una forma della tensione come in A, ed in uscita la stessa forma per la corrente di placca e ciò, con una certa amplificazione.





In certi casi, per contro, la condizione di interdizione non viene raggiunta neppure per 10, 20 o più volt negativi. L'esatto valore della tensione di interdizione è funzione del progetto della valvola.

cui interpretazione va associata alle rappresentazioni circuitali delle figure 20 e 21 R, è riprodotto in **figura 23 R**; i valori positivi e negativi relativi alle tensioni applicate sull'elettrodo di comando sono rappresentati, rispetto ad un cer-



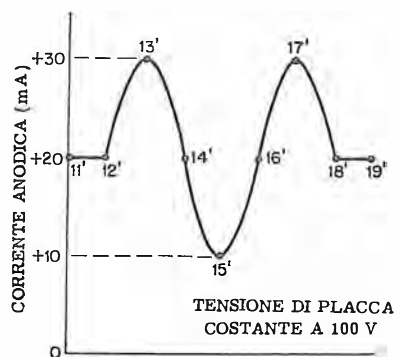


Fig. 24 R - Se la tensione avviata alla griglia invece che ad una commutazione meccanica è rispondente ad una variazione di polarità insita nella sua natura stessa (c. alternata) il fenomeno già visto alla figura precedente, si ripete con quest'altra rappresentazione grafica.

to periodo di tempo, dai due tracciati dell'andamento.

Per seguire le seguenti considerazioni, il lettore immagini che un qualsiasi dispositivo di commutazione connesso al circuito di griglia consenta di applicarvi una tensione passante successivamente per i valori 0, +1 e —1 essendo detti limiti puramente arbitrari.

I grafici che illustrano dette variazioni di tensione possono ovviamente, assumere l'aspetto di un'onda sinusoidale oltre che quadra.

Con lo scopo di consentire un più facile confronto fra detti grafici e quelli conseguenti alle variazioni di corrente anodica (curva 2ª), ciascun intervallo di livello e di polarità della tensione di griglia è stato delimitato da valori numerici.

I medesimi riferimenti sono richiamati sui grafici che mostrano le variazioni della corrente di placca.

I valori specifici della corrente di placca relativi alle curve in questione sono anch'essi arbitrari; ai fini di una semplicità espositiva essi sono stati resi conformi a quelli precedentemente riportati per l'analisi degli effetti della griglia a differenti condizioni di polarizzazione.

Ponendo in relazione le variazioni di corrente anodica con quelle della tensione di griglia si osserva (figura 23 R) che:

1) Quando la griglia è mantenuta a potenziale zero (1ª curva, periodi 1-2, 5-6, e 9-10), la corrente di placca (anodica) si mantiene costante ad un valore, determinato soltanto dalla forza di attrazione esplicata dalla tensione positiva presente sulla placca.

Tale corrente è rappresentata nella curva 2ª dai periodi 1'-2', 5'-6' e 9'-10' e si osserva che è in essi, sempre di 20 mA.

2) Una variazione della tensione di griglia da zero ad 1 volt positivo (curva 1ª, periodo 2-3) dà luogo ad un aumento della corrente di placca (curva 2ª, periodo 2'-3'; la corrente passa da 20 a 30 mA).

3) Una variazione della tensione di griglia da zero ad 1 volt negativo (6-7) determina una diminuzione della corrente anodica (6'-7'; la corrente passa da 20 a 10 mA).

4) Quando la tensione di griglia assume un valore positivo e costante pari ad 1 volt per un certo periodo di tempo (3-4), anche la corrente di placca si mantiene costante (3'-4') al nuovo valore assunto.

5) Anche quando la tensione di griglia assume un valore negativo e costante di —1 volt, sempre per un certo periodo di tempo (7-8), la corrente di placca rimane stabile sul nuovo valore assunto.

6) Il senso di variazione della tensione di griglia lega in modo preciso e definitivo il corrispondente senso di variazione della corrente anodica.

Quando detta polarizzazione di griglia varia in senso positivo dal valore 0 (2-3), la corrente anodica aumenta (2'-3'); se invece la griglia diventa meno positiva (4-5) anche la corrente anodica subisce una diminuzione (4'-5').

Analogamente, quando la tensione di griglia diventa più negativa (6-7), la corrente anodica decresce, mentre quando la griglia diventa meno negativa (8-9), la corrente anodica aumenta.

7) Le variazioni di corrente anodica si manifestano in corrispondenza a quelle di tensione di griglia; ciò significa che i valori massimi e minimi di una variazione si manifestano **nel medesimo istante** in cui si attuano quelli dell'altra; detto comportamento viene normalmente indicato affermando che **tensione di griglia** e **corrente anodica** sono **in fase** tra di loro.

Altre caratteristiche

Le due curve ora viste richiedono alcune considerazioni supplementari.

È chiaro che le variazioni della tensione di griglia in ciascuno dei sensi indicati rappresentano una inversione di polarità rispetto al valore di riferimento 0 della tensione.

Le variazioni subite dalla corrente di placca, invece, non sono inversioni di polarità, ma costituiscono soltanto uno spostamento rispetto ad un certo valore di corrente che è diverso da 0.

Detto valore di riferimento della corrente ano-

dica nella 2ª curva è di +20 mA, e corrisponde al valore di riferimento della tensione di griglia pari a 0 volt (1ª curva).

La 2ª curva mostra che anche quando la corrente di placca raggiunge il suo valore più basso (7'-8'), essa possiede sempre un valore superiore a 0 (+10 mA).

La polarità della corrente di placca resta dunque sempre positiva e non potrebbe essere altrimenti, visto che il flusso di elettroni che costituisce la corrente anodica ha carattere unidirezionale e procede dal catodo verso la placca.

La tensione di griglia rende quindi la corrente unidirezionale di placca più o meno intensa, in conformità alla sua ampiezza istantanea ed alle sue variazioni di polarità.

Un altro dettaglio da porre in rilievo è che la relazione reciproca fra corrente di placca e tensione di griglia non dipende per nulla dalla rapidità delle variazioni di tensione di griglia: ciò significa, in altri termini, che le due velocità di variazione sono pressoché simultanee.

Questo comportamento è simbolizzato dalle tensioni sinusoidali rappresentate dalle curve di **figura 24 R.**

In generale, si può affermare che le variazioni della corrente di placca percorrono il medesimo andamento di quelle relative alla tensione di griglia, vale a dire che, formalmente le forme d'onda si equivalgono.

Naturalmente questa non è una regola fissa in quanto detto comportamento è soggetto a numerose modifiche attuate dalle condizioni di funzionamento sotto le quali la valvola viene impiegata. Successive considerazioni chiariranno meglio questo concetto.

Un'ultima osservazione a proposito della corrente di placca del triodo è che essa può essere considerata come una corrente continua costante cui è sovrapposta una componente alternata.

Il risultato è quello già visto, di una corrente che fluisce in una sola direzione ma che varia sopra e sotto un determinato valore assunto quale riferimento.

Alla 1ª curva di figura 24 R i tratti compresi fra 11-12 e 18-19 rappresentano i valori costanti di riferimento (tensione di griglia 0).

Sulla 2ª curva invece, i tratti 11'-12' e 18'-19' rappresentano i valori costanti di riferimento corrispondenti ad una corrente di placca di 20 mA.

La tensione alternata applicata sulla griglia (1ª curva, punti compresi fra 12 e 18) fa aumentare la corrente di placca ad un massimo (2ª curva punti 13' e 17') di 30 mA, e la riduce successivamente ad un minimo (punto 15'), di 10 mA.

Questa corrente di placca può essere definita come una corrente continua di 20 mA, associata ad una componente alternata del valore di picco di 10 mA.

Polarizzazione e segnale

La tensione di segnale, e cioè quella relativa alla grandezza elettrica che si intende elaborare e che viene normalmente applicata alla griglia di controllo della valvola, possiede un carattere alternativo; quanto meno, essa è una tensione che varia in ampiezza e talvolta in polarità nei confronti del catodo.

Durante il periodo di tempo in cui la griglia è polarizzata negativamente rispetto al catodo è del tutto ovvia la mancanza della corrente di griglia, tuttavia quando detta polarizzazione dovesse diventare positiva si manifesterebbe una corrente di griglia, a meno che non si adottasse la precauzione di mantenere la griglia ad un potenziale negativo fintantoché dura la porzione positiva del segnale di ingresso.

Il fine della **polarizzazione fissa**, come appunto viene denominata la tensione negativa applicata allo scopo suddetto, è quello di stabilire le condizioni di funzionamento della valvola.

La polarizzazione fissa è dunque, per definizione, la tensione continua applicata fra griglia e catodo della valvola.

Essa è rappresentata da una batteria in **figura 25 R.** Pertanto, la tensione totale esistente fra griglia e catodo è costituita dalla tensione del segnale **più** quella relativa alla polarizzazione fissa.

La composizione fra il segnale e la polarizzazione è illustrata graficamente dalle curve di **figura 26 R.**

Quivi la curva **A** rappresenta un segnale di ingresso alternato con un valore di picco pari a 5 volt (variabile quindi da un minimo di —5 volt ad un massimo di +5 volt).

La curva **B** individua la tensione di polarizzazione costante a —6 volt; la curva **C** la composizione fra tensione di segnale e tensione di polarizzazione, ed infine la **D** è la curva relativa alla corrente anodica in uscita.

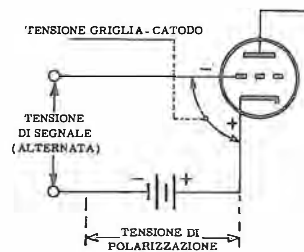
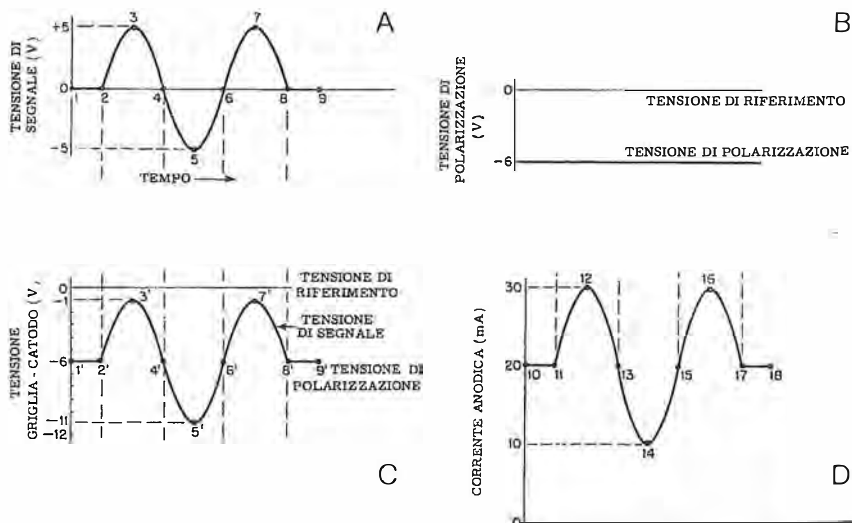


Fig. 25 R - La tensione di segnale, cioè quella tensione, normalmente alternata, che si applica alla griglia di una valvola per eseguirne l'amplificazione, è una grandezza che varia in ampiezza e talvolta in polarità nei confronti del catodo. Sono poste in evidenza le tensioni che interessano la griglia di un triodo. La tensione di segnale che viene applicata al circuito di griglia ha in serie la batteria di polarizzazione, per cui la tensione totale presente sulla griglia risulta dalla composizione, istante per istante, dei valori suddetti.

Fig. 26 R - In A si osserva che il segnale d'ingresso varia da + 5 a — 5 V attorno ad un punto 0; una tensione di polarizzazione della griglia (B) che fissi quest'ultima a — 6 volt porta alla condizione riprodotta in C che vede la composizione delle due tensioni. La corrente anodica in uscita non varia attorno allo 0, ma ha per riferimento (vedi D) un valore (qui 20 mA) esistente in assenza del segnale.



Parametri e curve caratteristiche

In figura 7 R abbiamo osservato che, se non cambia la temperatura del catodo, un certo diodo avrà una sua curva caratteristica della funzione E_p-I_p

Nel caso del triodo, invece entra in giuoco il nuovo elettrodo, la griglia ed allora potremo avere tante curve simili che descrivono le funzioni E_p-I_p in relazione a differenti potenziali di polarizzazione della griglia stessa.

Un gruppo di curve simili, ma non identiche, rappresentate sul medesimo grafico, costituisce una **famiglia di curve.**

Questi grafici, forniti dal fabbricante della valvola, se bene interpretati, consentono di impiegare la valvola per le sue migliori prestazioni. Queste famiglie di curve vengono anche dette « curve caratteristiche statiche » della valvola.

La definizione di statiche deriva dal fatto che esse sono ottenute punto per punto dando alla valvola potenziali fissi. In pratica, durante il processo di amplificazione, la valvola invece è in « condizioni dinamiche » in quanto potenziali alternativi di frequenze più o meno alte, come si è accennato, sono sovrapposti alle tensioni fisse di polarizzazione.

Tuttavia, dalle curve statiche si possono ricavare dati indicativi per l'analisi del funzionamento della valvola come amplificatrice, e se, come abbiamo visto in precedenza (**figura 27 R**), piccole variazioni della tensione di griglia possono provocare notevoli variazioni della corrente anodica, il processo d'amplificazione è facilmente intuibile quando si supponga che le variazioni della I_p causano, per la legge di Ohm, proporzionali variazioni di tensione ai capi di una resistenza, detta **resistenza di carico**, posta in serie al circuito anodico.

FATTORE DI AMPLIFICAZIONE

Il fattore di amplificazione, indicato dalla lettera greca μ (mu) indica il rapporto tra le variazioni della tensione di placca e le variazioni della tensione di griglia, necessario per mantenere costante la corrente anodica.

L'equazione che esprime questo rapporto (cioè il fattore di amplificazione) è la seguente:

$$\mu = \Delta E_p : \Delta E_g \text{ (essendo } I_p \text{ costante).}$$

Il triangolo Δ (lettera greca « delta ») è il simbolo adottato per indicare una « piccola variazione ».

Supponiamo, ad esempio, che la variazione di 1 volt della tensione di griglia provochi una variazione di 1 milliampère nella corrente di placca. Se, in queste condizioni, è necessario aumentare la tensione anodica di 20 volt allo scopo di aumentare la corrente di placca del medesimo ammontare (1 mA), si dice che la valvola ha un fattore di amplificazione pari a 20.

Il fattore di amplificazione di una valvola si riferisce a determinate e note condizioni di lavoro, come ad esempio la polarizzazione di griglia e la tensione di placca. Tale valore, il « mu » detto sopra, varia col variare delle condizioni di lavoro, pur restando costante durante il tratto rettilineo della curva caratteristica.

Esso rappresenta il massimo guadagno di tensione che è possibile ricavare dalla valvola. In pratica però, il guadagno finale ottenuto è sempre leggermente inferiore a quello del μ della valvola.

Difatti, a seconda della resistenza di carico (Rc) posta in serie al circuito anodico, e della resistenza interna della valvola (Resistenza di placca Rp) il guadagno è compreso fra 0,5 μ e 0,8 μ.

Il μ è indicato dal costruttore oppure si ricava dalla famiglia di caratteristiche come quella riportata in **figura 28 R.**

Ricavo del fattore di amplificazione

Si scelga, anzitutto, un valore di tensione di griglia che sia circa a metà fra i limiti utili della gamma dei valori di tensione di griglia presenti sul grafico. Nella figura 28 R quello di — 8 volt è un valore soddisfacente.

Si individui il punto di riferimento circa a metà sulla porzione rettilinea della curva corrente di placca per la tensione di griglia prescelta. Questo punto sia A.

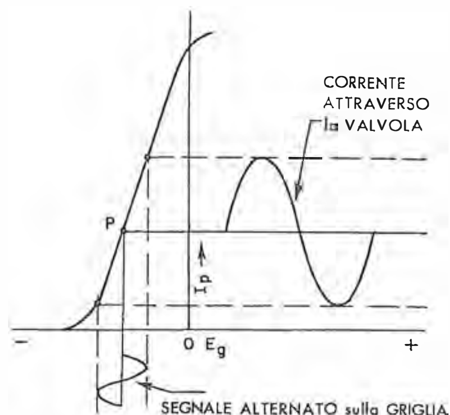


Fig. 27 R - Curva caratteristica E_g - I_p di un triodo. Essa dimostra come la « pendenza » determini l'ammontare dell'amplificazione. In basso è rappresentato il segnale di ingresso, e a destra quello di uscita (amplificato). Se il punto di lavoro P fosse spostato, la forma d'onda in entrata risulterebbe all'uscita con deformazioni, dette distorsioni di forma.

Una proiezione orizzontale parallela all'asse della tensione di placca mostra che il punto A equivale a 5 mA.

Una proiezione verticale verso il basso fino ad incontrare la scala dei valori della tensione di placca mostra inoltre che il medesimo punto A equivale a 216 volt.

Il punto A, quindi, corrisponde ad una tensione negativa di griglia eguale a — 8 volt, ad

una I_p eguale a 5 mA e ad una tensione di placca di 216 volt.

Occorre ora proiettare il punto A parallelamente all'asse X su una curva di polarizzazione di griglia adiacente. La direzione di tale proiezione può essere qualsiasi. In questo esempio, esso è portato verso destra, vale a dire verso i valori più alti della polarizzazione negativa di griglia.

Sia B il punto individuato sulla curva corrispondente alla polarizzazione di —10 volt. Una proiezione verticale abbassata sull'asse della tensione di plabba interseca il punto contrassegnato dal valore di 257 volt.

Il punto B quindi può essere descritto e individuato dalla polarizzazione di —10 volt, dalla I_p di 5 mA e dalla tensione di placca di 257 volt.

L'operazione successiva è quella di proiettare verso l'alto il punto corrispondente al valore più elevato di tensione anodica (punto B), sulla curva corrispondente al valore di tensione di griglia pari a —8 volt, individuando così il punto C il quale ultimo risulta dunque definito da una tensione di griglia di —8 volt, da una I_p di 9,6 mA e da una tensione di placca di 257 volt.

Sono ora disponibili tutti gli elementi per il calcolo del μ.

Si osservi allora che variando la tensione di placca dal punto A al punto C (e cioè passando dal valore di 216 volt a quello di 257 volt) la corrente di placca passa da 5 a 9,6 mA.

Inoltre, con una tensione anodica di 257 volt,

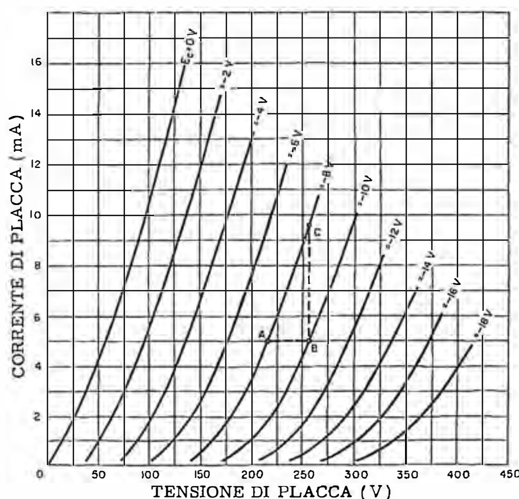


Fig. 28 R - Esempio di determinazione grafica del fattore di amplificazione usando la famiglia di curve caratteristiche di griglia.

una variazione della tensione di griglia da —10 volt (punto B) a —8 volt (punto C) determina un'identica variazione della corrente di placca da 5 a 9,6 mA.

Possiamo quindi scrivere l'equazione:

$$\mu = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g}$$

e, introducendo i valori numerici

$$\mu = \frac{257 - 216}{10 - 8} = \frac{41}{2} = 20,5$$

che è in sostanziale accordo con i risultati precedentemente ottenuti a partire dalla famiglia delle caratteristiche di griglia.

Concludiamo ricordando al lettore che esistono tre classi generali di triodi: quelli a **basso** μ, nei quali il fattore di amplificazione è inferiore a 10; quelli a **medio** μ, nei quali esso è compreso fra 10 e 30; ed infine quelli ad **alto** μ, ove detta costante è superiore a 100.

RESISTENZA DI PLACCA

Oltre ad avere un μ o fattore di amplificazione, ogni valvola ha una **resistenza di placca.**

La resistenza di placca di una valvola consiste nell'opposizione che la valvola offre al passaggio della corrente; è, si può dire, la resistenza che sussiste tra il catodo e la placca.

Tale resistenza è un parametro importante, in quanto individua la differenza di potenziale che esiste tra gli elettrodi per una data corrente, attraverso la valvola.

Dalla legge di Ohm, sappiamo bene che la resistenza di qualsiasi dispositivo è data da R = E : I, nella quale E è la tensione, I la corrente ed R la resistenza.

Quando il dispositivo presenta un valore resistivo costante, come un comune resistore, è possibile in qualsiasi momento misurare E ed I e ricavare R.

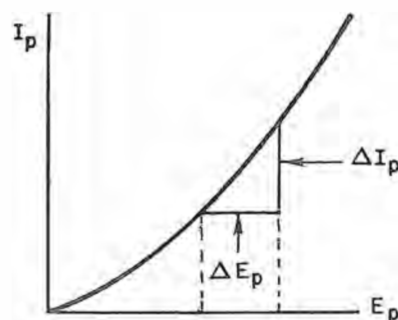


Fig. 29 R - La pendenza di una curva è la tangente dell'angolo che essa forma con l'asse orizzontale. Il presente diagramma illustra graficamente il motivo per cui la resistenza di placca (R_p) di un triodo è l'inverso della tangente dell'angolo che la curva E_p-I_p forma con l'asse orizzontale del diagramma sul quale vengono riportati i valori delle tensioni anodiche.

Ad esempio, richiamandoci ancora alla figura 7 R, osserviamo la curva contrassegnata « 2 »: essa è la curva caratteristica di una resistenza. In qualsiasi punto di tale curva, ove sia possibile misurare I sull'asse verticale (ordinate) si può misurare E sull'asse orizzontale (ascisse) e constatare che dividendo E per I, si ottiene sempre lo stesso valore.

Si noti che detto rapporto è l'inverso (o reciproco) della tangente dell'angolo che la curva forma con l'asse orizzontale, in altre parole, la

resistenza è l'inverso del grado di pendenza della curva stessa.

Ad una elevata resistenza corrisponde una curva caratteristica con bassa pendenza; difatti, dalla teoria matematica delle curve, sappiamo che la pendenza di una curva è la tangente dell'angolo che essa forma con l'asse orizzontale.

Alla **figura 29 R** notiamo che R_p è l'inverso della tangente (ossia la cotangente) di tale angolo, vale a dire, è l'inverso della pendenza.

Quando si vuol trovare la resistenza di placca di una valvola, si può scegliere qualsiasi punto della curva caratteristica E_p-I_p, e dividere il valore di E_p in quel punto per il valore di I_p corrispondente. Il risultato è il valore della resistenza di placca alla corrente continua, per quel punto.

Tuttavia, quando si usa la valvola come amplificatrice, la stessa deve lavorare lungo una zona della sua curva caratteristica e non in un solo punto; sfortunatamente, la resistenza di placca alla corrente continua non è costante in tutti i punti della curva. Questo fatto è evidente dalla curva « 1 » della figura 7 R già richiamata. La « curva » della valvola non è una linea diritta; perciò i valori del rapporto $E_p : I_p$ non sono gli stessi in tutti i punti della curva.

Risulta quindi necessario conoscere la resistenza alla corrente alternata, ossia la **resistenza dinamica** che la valvola amplificatrice presenta.

Supponiamo di variare di poco la tensione di placca, cioè ΔE_p.

Ciò determina una leggera variazione della corrente anodica, pari a ΔI_p.

Il rapporto $\Delta E_p : \Delta I_p$ rappresenta la resistenza dinamica di placca, o resistenza alla corrente alternata.

L'equazione che determina questo rapporto, è pertanto la seguente:

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p}$$

(essendo E_g costante).

Dalla figura 28 R si può ricavare « Rp » procedendo nella seguente maniera:

Restando nella curva di griglia già scelta per il precedente esempio, di — 8 V, si leggono le tensioni di placca al punto A = 216 V, ed al punto C = 257 V.

Facendo la differenza fra le due tensioni otteniamo 41 volt (ΔE_p).

Spostandoci in senso orizzontale leggiamo le correnti di placca corrispondenti ai punti A e C troviamo: in A = 5 mA; in C = 9,5 mA.

Facendo la differenza fra le due correnti, otteniamo: 4,5 mA (ΔI_p), allora:

$$R_p = \frac{41\ \text{V}}{4{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{A}} = 9\,300\ \Omega$$

CONDUTTANZA MUTUA

In aggiunta ai fattori R_p e « mu » di una valvola, esiste una terza caratteristica detta **conduttanza mutua** o **transconduttanza**; viene rappresentata dalla abbreviazione g_m.

Essa è definita come rapporto tra una piccola variazione della corrente anodica e la piccola variazione della tensione di griglia necessaria per provocarla, mentre la tensione di placca viene mantenuta costante.

In altre parole, essa è una misura di come la griglia controlli la corrente di placca.

L'equazione per il calcolo della conduttanza mutua è data dalla

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \quad \text{(essendo } E_p \text{ costante)}$$

Analogamente a « mu » ed a R_p, il valore di g_m può essere ricavato dalle curve caratteristiche.

Essendo g_m un rapporto di corrente alla tensione, è praticamente l'inverso del concetto di ohm; per questo motivo, la sua unità di misura è il **mho** (la parola ohm a rovescio).

Il valore g_m è di norma talmente piccolo che viene enunciato in **micromho**, ossia in « milionesimi di mho ».

Per ottenere la conduttanza mutua da una famiglia di curve, torniamo alla figura 28 R.

Siccome la tensione di placca (E_p) deve essere costante, si parte dal punto B (curva E_g = — 10 V) e si sale in verticale alla curva E_g = — 8 V. Facendo la differenza 10 — 8 otteniamo ΔE_g = 2 V.

Ai punti B e C in orizzontale, corrispondono rispettivamente 5 e 9,5 mA, donde ΔI_p = 9,5 — — 5 = 4,5 mA

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} = \frac{4{,}5\ \text{mA}}{2\ \text{V}} = 2{,}25\ \text{mA/V}$$

Poiché una variazione di V (volt) della tensione di griglia provoca una variazione di mA (milliampère) nella corrente di placca, si usa dire che la conduttanza mutua della valvola è espressa — come abbiamo visto sopra — in mA/V (leggi: milliampère-volt).

Mentre le tabelle che illustrano le caratteristiche delle valvole americane riportano la conduttanza mutua in « micromho » (µmho), quelle delle valvole europee riportano detto valore appunto, in « mA/V ».

È da rilevare che il valore indicato è assolutamente il medesimo. Infatti, ad esempio:

2 500 µmho corrispondono a 2,5 mA/V

3 000 µmho corrispondono a 3,0 mA/V

e così via.

Relazione tra i tre parametri

Le tre caratteristiche di una valvola sinora considerate sono in relazione tra loro, e dipendono essenzialmente dalla struttura della valvola.

Poiché:

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g}$$

e poiché:

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p}$$

si ha che:

$$\mu = g_m \times R_p$$

Quindi, conoscendo due delle caratteristiche, è facilmente possibile calcolare la terza.

Così:

$$g_m = \frac{\mu}{R_p} \quad \text{ed} \quad R_p = \frac{\mu}{g_m}$$

Effetti della resistenza di carico

Fino ad ora abbiamo considerato il funzionamento della valvola, unicamente con riferimento alle relazioni interne. Non abbiamo ancora esaminato cioè, come si possa ottenere da essa una tensione utile di uscita.

Uno dei metodi più comuni per raggiungere detto scopo consiste nell'inserire una resistenza di carico nel circuito di placca, qual'è R_L nello schema di **figura 30 R**; ai capi di tale resistenza si verifica una caduta di tensione proporzionale alle variazioni della corrente anodica.

In assenza di tale resistenza, ossia, di carico, qualsiasi tensione di segnale applicata alla griglia determina una variazione della corrente anodica che si espleta lungo la curva E_g-I_p, contrassegnata con numero « 1 » nella **figura 31 R.**

L'effetto della resistenza di carico consiste nel costringere la corrente di placca a seguire invece la curva contrassegnata col numero « 2 », la quale ha una pendenza inferiore di un ammontare proporzionale al valore della resistenza stessa.

La curva « 2 » viene denominata **caratteristica dinamica**, in quanto permette di vedere il comportamento della valvola nelle effettive condizioni di lavoro, ossia quando nel suo circuito di placca si trova un'impedenza di carico, e viene applicata una tensione alternata alla griglia.

Il motivo per il quale la corrente di placca segue la caratteristica dinamica, sta nel fatto che, con un carico nel circuito di placca, la tensione di quest'ultima differisce dalla tensione anodica di alimentazione di una quantità pari alla caduta di tensione che si ha ai capi della resistenza.

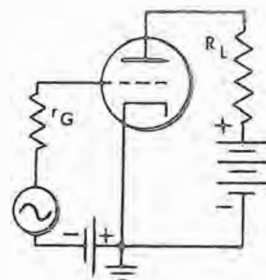


Fig. 30 R - Circuito tipico del triodo amplificatore con carico resistivo RL nel circuito anodico. La griglia, polarizzata negativamente, ha in serie anche un generatore di segnale alternativo: ad esempio, un microfono od un altro stadio preamplificatore.

Si noti che la caratteristica dinamica è più lineare delle caratteristiche statiche della valvola.

La tensione di placca nel punto di funzionamento P, equivale alla tensione di alimentazione anodica, meno la caduta di tensione presente ai capi della resistenza di carico R_L.

Un aumento della tensione di griglia (nel senso positivo, quindi anche una diminuzione della tensione negativa), provoca un aumento della corrente anodica e, di conseguenza, un aumento della tensione ai capi di R_L.

Quest'ultimo aumento, a sua volta, riduce la tensione disponibile alla placca, evitando così che la corrente anodica aumenti nel modo indicato dalla curva « 1 ».

Al di sotto di P, la tensione di placca aumenta quando la corrente diminuisce. Per questo motivo, la curva della corrente di placca col carico, segue l'andamento della curva « 2 », invece di quello contrassegnato dalla curva « 1 ».

La pendenza della nuova curva, d'altra parte, dimostra che l'amplificazione effettiva da parte della valvola è inferiore a quella indicata dal fattore di amplificazione, « mu », della valvola stessa.

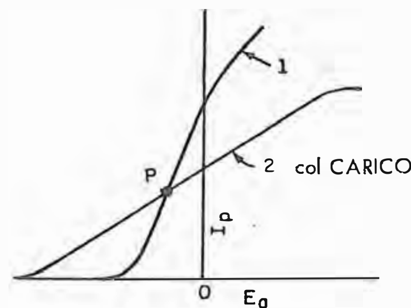


Fig. 31 R - Variazione (2) della curva statica E_g - I_p (1) prodotta dalla resistenza di carico (R_L) inserita nel circuito anodico. Come è evidente da un esame delle due curve, la presenza del carico fa diminuire la pendenza.

Difatti, se si indica con G il guadagno, ossia l'amplificazione di tensione effettiva, abbiamo:

$$G = \mu \cdot \frac{R_L}{R_p + R_L}$$

Quindi se il triodo di cui abbiamo analizzato i parametri ha $R_p = 9\,300\ \Omega$, e per R_L scegliamo un valore di 25 kΩ; essendo il $\mu = 20$ otteniamo

$$G = \frac{25\,000}{9\,300 + 25\,000} = 14{,}8$$

Rette di carico

Molti problemi di calcolo relativi alle valvole termoioniche possono essere risolti mediante i grafici, con l'aiuto delle curve E_p-I_p e di una **retta di carico** che può essere tracciata per un dato valore del carico, ed in riferimento ad una data tensione anodica.

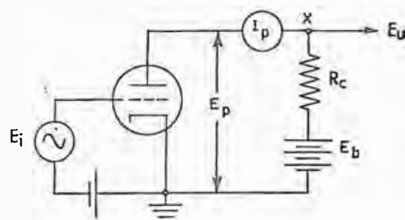


Fig. 32 R - Triodo usato come amplificatore. Sono indicati gli elementi che, se noti, permettono di tracciare la retta di carico statica, così come si può osservare nella figura che segue.

Nel caso che il carico sia esclusivamente resistivo (ossia costituito da sola resistenza ohmica), per determinare la tensione di uscita allorché sono noti il tipo di valvola, la resistenza di carico, la tensione di polarizzazione, la tensione anodica e l'ampiezza del segnale di ingresso, è possibile impiegare una retta di carico cosiddetta « statica ».

Applicando la legge di Kirchhoff al circuito di **figura 32 R** si può stabilire la seguente espressione:

$$E_p + I_p R_c = E_b$$

Se la tensione di alimentazione E_b ammonta a 350 volt, e la resistenza di carico R_c è di 25 000 ohm, l'espressione diventa:

$$E_p + I_p\,(25\,000) = 350$$

Come si nota, in essa figurano due valori incogniti (E_p ed I_p), per cui può essere rappresentata da una linea retta.

Dal momento che una retta può essere individuata da due soli punti, si individuano sul grafico quelli corrispondenti a $E_p = 0$ e ad $I_p = 0$, come illustrato in **figura 33 R.**

Quando $E_p = 0$, si ha che

$$I_p = 350 : 25\,000 = 14 \text{ mA}$$

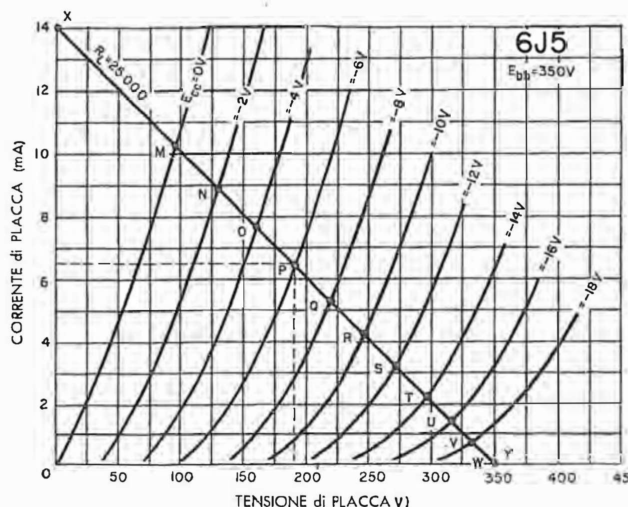


Fig. 33 R - Tracciando la retta di carico sulla famiglia di caratteristiche si può conoscere il comportamento della valvola per una determinata polarizzazione e per ampiezze diverse del segnale-ingresso.

quando $I_p = 0$, si ha che $E_p = 350$ volt.

Nel primo caso, se la polarizzazione di griglia fosse portata a — 8 volt, il punto di lavoro coinciderebbe col punto Q, in corrispondenza del quale E_p = circa 220 volt, ed I_p = 5,2 mA.

Si noti che — in ogni caso — il punto di lavoro resta sulla retta di carico.

Supponiamo ora di applicare alla griglia un segnale costituito da una tensione alternata sinusoidale che presenti una differenza di potenziale di 4 volt tra picco e picco.

Se ci riferiamo sempre al primo caso, il punto P, corrispondente ad una polarizzazione di — 6 volt è quello presente sulla retta di carico.

In tali condizioni, la tensione presente sulla griglia varia da $(-6) + (-2) = -8$ volt a $(-6) + (+2) = -4$ volt.

Negli istanti in cui la tensione di polarizzazione diventa — 4 volt (ossia durante le semionde positive del segnale), il punto di funzionamento si sposta nel punto O, al quale corrisponde E_p = circa 160 volt, mentre negli istanti in cui la medesima tensione diventa — 8 volt, il punto di funzionamento è Q, al quale corrisponde E_p = circa 220 volt.

Durante un'intera oscillazione della tensione di griglia (dovuta alla sovrapposizione del segnale alla tensione di polarizzazione), la tensione di placca segue l'andamento del segnale stesso, ma con uno sfasamento di 180°.

In tali condizioni però, mentre la variazione della tensione di griglia è al massimo di 4 volt, la tensione di placca varia da 160 a 220, con una differenza di ben 60 volt tra picco e picco.

Ciò significa che il rapporto tra le variazioni della tensione di placca, e le variazioni della tensione di griglia ammonta a $60 : 4 = 15$.

Tale è il guadagno, ossia l'amplificazione che può essere ottenuta mediante una valvola 6J5 funzionante in queste condizioni, ossia con una tensione di alimentazione pari a $E_b = 350$ volt, una resistenza di carico pari a 25 000 ohm, ed una polarizzazione fissa di griglia pari a — 6 volt.

Questo rapporto, detto **coefficiente di amplificazione**, può variare modificando le condizioni di lavoro, ed il lettore potrà trovarne facilmente altri, ripetendo il calcolo nei confronti di altri valori della resistenza di carico e della tensione di polarizzazione.

Relazioni di fase

La **figura 34 R**, che ci è già nota, illustra anch'essa il circuito di un triodo usato come amplificatore.

La griglia della valvola è polarizzata mediante una piccola batteria, alla cui tensione, come sappiamo, viene a sommarsi algebricamente quella di segnale, a corrente alternata.

La tensione d'uscita, viene prelevata dalla

placca ed è riferita a massa, vale a dire che tra entrata (griglia) e uscita (placca) vi è in comune il punto di massa.

Quando la tensione alternata del segnale entrante è tale da rendere più positiva la griglia, la corrente di placca aumenta; ciò determina un aumento della caduta IR ai capi della resistenza di carico RL. La tensione istantanea alla

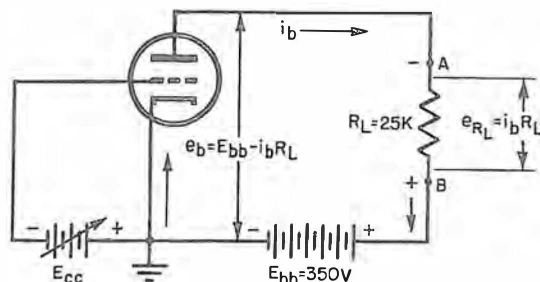


Fig. 34 R - Il triodo in funzione di amplificatore. Nel testo è spiegato come e perché la fase della tensione entrante (Ei) e quella della tensione uscente (Eu) siano a 180° l'una dall'altra.

placca diminuisce rispetto al suo valore precedente rispetto a massa. Così la tensione istantanea alla placca della valvola diventa meno positiva.

Quando invece il segnale alternato applicato alla griglia si somma alla sua tensione-base in modo da aumentarne il potenziale negativo, avviene il contrario, ossia la corrente anodica diminuisce. In conseguenza di ciò, diminuisce la caduta di tensione IR ai capi della resistenza di carico RL, per cui la tensione istantanea alla placca aumenta rispetto al suo valore precedente, assumendo un nuovo valore pari alla differenza tra la tensione di alimentazione e la caduta attraverso RL.

Dal momento che, come abbiamo visto, un aumento della tensione di griglia determina una diminuzione della tensione di placca nel punto A, e viceversa, ne consegue che la tensione di uscita è sfasata di 180° rispetto a quella di entrata **(figura 35 R)**.

L'inversione di polarità tra le tensioni di griglia e quelle di placca, può essere chiarita, considerando l'applicazione della legge di Kirchhoff alle resistenze in serie.

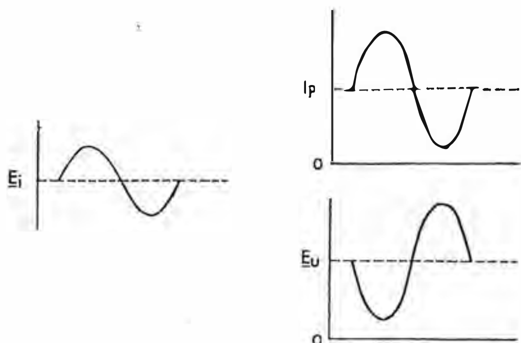


Fig. 35 R - La tensione d'uscita Eu, come si è detto sopra è sfasata di 180° rispetto alla tensione d'entrata Ei mentre la corrente d'uscita (Ip), ossia la corrente di placca, ha fase eguale a quella della tensione entrante.

La somma delle cadute IR nell'intero circuito deve equivalere, in ogni istante, alla tensione di alimentazione E_{bb}

Pertanto, se la caduta di tensione ai capi di RL aumenta, il valore di e_b disponibile per la placca della valvola deve essere necessariamente inferiore.

Amplificazione di tensione

Ritornando alla figura 33 R, sulla quale si è tracciata la retta di carico corrispondente ad R_c (od RL = resistenza di « load ») di 25 000 ohm, possiamo stabilire il punto di funzionamento del triodo che esprimerà la corrente di placca statica (ossia in assenza di segnale applicato alla griglia) per una certa tensione anodica e con una certa polarizzazione.

Il punto di funzionamento si trova sulla intersezione fra la retta di carico ed una delle curve del potenziale negativo di griglia. Nella citata figura ad esempio, abbiamo scelto il punto «P» dove, con una polarizzazione di —6 V e una tensione di placca di 190 V, abbiamo una corrente di placca statica — o di riposo — di 6,5 mA.

Lo schema tipico di questo amplificatore è sempre quello della figura 32 R; alla placca del triodo, collegandoci attraverso un condensatore d'accoppiamento, potremo ricavare la tensione-segnale amplificata, senza la componente continua: a cavallo della resistenza R_c; ovvero, per motivi pratici, fra un polo della R_c e massa abbiamo la componente alternativa del segnale che, nell'esempio in esame sarà circa 15 volte più ampia di quella applicata alla griglia avendo calcolato in precedenza il guadagno G=14,8.

Scopo dell'amplificatore di tensione è dunque quello di aumentare il più possibile il livello del segnale applicato all'ingresso. Tale guadagno dipende dalla R_p, dal μ e dalla resistenza di carico prescelta.

Impieghi del triodo

Nell'elettronica il triodo ha molti impieghi, fra cui quello di amplificatore: in quest'ultima funzione esso presenta ovviamente problemi e vantaggi dovuti alla sua costituzione.

Se impiegato come amplificatore in bassa frequenza, non vi sono particolari limitazioni; al contrario, in alta frequenza a causa delle sue capacità interne, produce fenomeni oscillatori parassiti che ne alterano il regolare funzionamento e quindi si preferiscono i pentodi (vedremo più avanti), in cui l'inconveniente è stato eliminato.

Quando però si sale a frequenze molto alte (UHF, intorno ai 500 MHz) la struttura più semplice del triodo offre migliori prestazioni; allora, ricorrendo a particolari artifici circuitali, si torna al suo impiego.

In sintesi: nella moderna elettronica per le telecomunicazioni, il triodo viene particolarmente impiegato come:

— Amplificatore di potenza a radiofrequenza. Traendo profitto da alcuni miglioramenti esso trova vasto campo d'impiego ora, anche in HF ossia nelle onde decametriche (3 ÷ 30

MHz) e nelle UHF e VHF dalle quali era stato bandito per numerosi anni a causa delle capacità interelettrodiche.

— Amplificatore di tensione in BF, ed anche negli stadi UHF dei ricevitori, usando gli artifici adottati negli amplificatori di potenza.

Prima di proseguire, esaminiamo il problema delle capacità interlettrodiche, cioè a dire esistenti tra i diversi elettrodi.

Capacità interne del triodo

Sappiamo dalle precedenti lezioni, che tra due corpi metallici separati da un dielettrico esiste una capacità. Il valore di tale capacità — ci è ben noto — dipende dalla superficie dei corpi metallici, dalla distanza fra di loro, nonché dalla natura del dielettrico.

Gli elettrodi interni di una valvola sono metallici, sono molto vicini e fra essi abbiamo un vuoto spinto: essi costituiscono quindi, un condensatore multiplo (**figura 36 R**) e le tre capacità in cui si suddivide sono dette: **capacità interelettrodiche.**

In bassa frequenza, queste capacità essendo piccole, hanno effetto trascurabile; possono però limitare l'amplificazione lineare, nella più alta gamma udibile. Il problema interessa specificamente il settore « Alta Fedeltà » di cui ci occuperemo.

In alta frequenza, invece, la C_{gp} (capacità tra griglia e placca) è causa di gravi inconvenienti perché consente il ritorno del segnale amplificato, dalla placca alla griglia. Il fenomeno, che è sfruttato negli oscillatori, è invece dannoso per uno stabile funzionamento degli amplificatori.

Quando i pregi del triodo sono maggiori degli inconvenienti, si è costretti, per il suo impiego a complicare il circuito esterno aggiungendo la **neutralizzazione.**

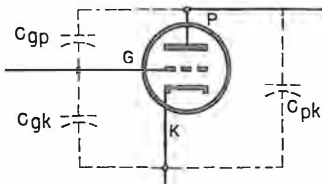


Fig. 36 R - Schema rappresentativo delle capacità interelettrodiche. C_{gp} rappresenta la capacità griglia - placca. C_{gk} quella griglia - catodo, e C_{pk} quella placca - catodo. Esse sono dovute al fatto che gli elettrodi, isolati tra loro dal vuoto, formano tra ogni palo un condensatore di piccolo valore.

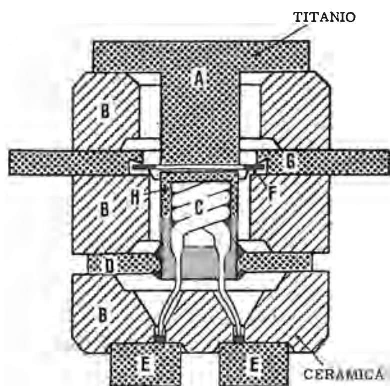




Fig. 37 R - Triodo costruito con metallo e ceramica. Se la valvola è destinata all'impiego su frequenze molto alte le distanze interelettrodiche devono essere ridotte al minimo: i reofori devono presentare induttanza molto bassa. Tutto ciò si può ottenere con una costruzione del genere ove, in sezione, si osserva; E = contatti per il filamento; F = griglia; G = anello griglia; H = catodo; A = placca.

Il principio consiste nel rimandare alla griglia un segnale sfasato di 180° rispetto a quello interno, e nell'aggiustare i componenti della rete di neutralizzazione, in modo che almeno entro una non troppo ristretta gamma di frequenze, le ampiezze dei due segnali siano identiche — seppure opposte — in modo da annullarsi.

La neutralizzazione si ottiene aggiungendo un piccolo induttore regolabile fra placca e griglia; ovvero (nei trasmettitori) rimandando all'ingresso il segnale d'uscita sfasato, attraverso un piccolo condensatore detto di neutralizzazione.

Da pochi anni, grazie alla comparsa di triodi con μ altissimi — maggiori di 150 — si realizzano amplificatori per frequenze da qualche megahertz fino ad alcuni gigahertz, nei quali il segnale invece di essere immesso alla griglia, viene avviato al catodo, la griglia essendo collegata direttamente a massa.

Con questa variante circuitale, possibile vantaggiosamente solo se il μ è alto, si elimina l'effetto di retroazione causato dalla capacità griglia-placca (C_{gp}) e contemporaneamente si realizza una maggiore linearità dell'amplificatore, requisito di grande importanza nei trasmettitori, dove tutta la catena di amplificazione di potenza viene pilotata da segnali A.F. che hanno già subito la modulazione di ampiezza e quindi debbono introdurre la minore deformazione possibile del segnale in uscita, rispetto a quello di ingresso.

Tempo di transito elettroni

Il tempo impiegato dagli elettroni per passare dal catodo alla placca, viene definito **tempo di transito.**

Alle basse frequenze, nelle onde decametriche ed anche nelle VHF, fino circa 100 MHz, questo tempo è talmente breve che non se ne tiene conto. Però, a 1 000 MHz, un tempo medio di transito di 0,001 microsecondi, rappresenta un intero periodo del segnale e quindi è inaccettabile.

Sebbene il tempo di transito si possa ridurre un poco, con una maggiore accelerazione degli elettroni (placca a potenziale più elevato), la via scelta dalla tecnica è stata quella di ridurre al minimo praticamente possibile, la distanza fra catodo e placca.

Per questo motivo le UHF hanno causato un rilancio del triodo, che avendo una sola griglia, può anche avere le distanze interelettrodiche minori. Nei triodi ad elettrodi planari, di costruzione ceramica-metallo, come quelli illustrati in **figura 37 R**, la distanza interelettrodica è minore di 1/10 di mm e la massima frequenza di lavoro supera i 3 GHz.

Siccome l'induttanza dei fili di collegamento fra gli elettrodi interni ed i classici piedini della valvola (già notevole per queste frequenze) disturberebbe il funzionamento fino ad impedirlo, i reofori sono anelli metallici (spesso dorati) collegati direttamente all'elettrodo.

Nella sezione del triodo planare di figura 37 R si osservi la struttura della placca: un massiccio cilindretto di titanio, terminante in un piatto esterno di maggior diametro, che costituisce il reoforo.

Amplificazione di potenza

Le variazioni della I_p e della E_p alla frequenza del segnale, possono essere sfruttate come potenza utile: questo, nello schema del nostro esempio di figura 32 R non è possibile, perché la potenza è dissipata nella resistenza R_c e quella che si utilizza è solo la « componente tensione » che si sviluppa ai suoi capi.

Se però, in luogo della R_c si pone un'induttanza che presenti una impedenza sufficientemente alta per le frequenze del segnale amplificato, la situazione cambia in quanto:

— l'induttanza — che in BF può essere il primario di un trasformatore avvolto su nucleo — mentre in AF sarà una bobina con un limitato numero di spire, ha una resistenza ohmica bassa, e quindi dissipa una piccolissima potenza;

— l'induttanza avendo una impedenza alta per c.a. nella gamma di frequenze da amplificare, sostituisce la R_c per la componente-segnale e quindi si può raccogliere un certo potenziale alternativo fra placca e massa, come già visto in precedenza per l'amplificazione di tensione.

Il processo risulta più evidente se riconsideriamo la figura 34 R e supponiamo che l'induttanza messa in luogo di R_L abbia una bassa resistenza ohmica, ma presenti una impedenza di 25000 ohm per la c.a. amplificata.

Stabiliamo — secondo la retta di carico: figura 33 R — le seguenti condizioni di lavoro:

— Tensione di placca fornita dall'alimentatore: 230 V.

— Polarizzazione fissa di griglia: —9 V (punto intermedio fra Q ed R).

— Corrente di riposo in assenza di segnale: 4,8 mA.

— Potenza assorbita in assenza di segnale: 230 V × 4,8 mA = 1,1 W.

Applicando alla griglia un segnale alternativo di 9 V picco-picco e spostandosi lungo la retta di carico, abbiamo al punto M:

$$I_{max} = 10 \text{ mA}; \quad E_{min} = 95 \text{ V}.$$

Al punto opposto V troviamo:

$$I_{min} = 0{,}9 \text{ mA}; \quad E_{max} = 330 \text{ V}.$$

La E_{max} è maggiore della tensione di alimentazione per effetto della sovratensione che si manifesta nell'induttanza.

Possiamo ricavare la potenza utile alla frequenza di segnale (P_u) con la seguente relazione:

$$P_u = \frac{(I_{max} - I_{min}) \times (E_{max} - E_{min})}{8} \text{ donde}$$

$$P_u = \frac{(10 - 0{,}9) \cdot 10^{-3} \cdot (330 - 95)}{8} =$$

$$= 0{,}26 \text{ W} = 260 \text{ mW circa}$$

$$\text{Rendimento} = \frac{\text{Potenza utile}}{\text{Potenza assorbita a riposo}} =$$

$$= \frac{0{,}26 \text{ W}}{1{,}1 \text{ W}} = 23{,}5\%$$

Scegliendo opportunamente il punto di funzionamento, la tensione di alimentazione e la resistenza di carico, il rendimento può venire ottimizzato, ma difficilmente raggiunge il 30%.

Riguardo all'ampiezza del segnale applicato alla griglia, questo, al suo massimo valore positivo potrà spostare la tensione sino al valore zero, ma non dovrà far diventare positiva la griglia.

Questa condizione di lavoro, che produce una moderata distorsione è detta di **Classe A**; è caratterizzata da un basso rendimento ma da alta linearità.

Per il triodo di cui alle caratteristiche di figura 33 R, il problema della dissipazione anodica, rapportata al rendimento, non esisteva, perché eravamo molto al di sotto delle possibilità della valvola: potenza a riposo 1,1 W e potenza dissipabile indicata dal costruttore 3 W. Però quando le potenze in gioco divengono più alte, la potenza dissipabile diviene un fattore di primaria importanza.

La dissipazione del calore

Come abbiamo veduto dianzi, a proposito del modesto rendimento della Classe A, una buona parte dell'energia assorbita dall'alimentatore anodico viene convertita in calore, mentre meno di 1/3 è realmente convertito in potenza elettrica, alla frequenza del segnale-ingresso.

Come è noto, nessun processo di conversione dell'energia ha un rendimento del 100%, perché inevitabilmente si hanno perdite energetiche per i più svariati motivi. Nel corso della trasformazione, e, in ogni caso, la perdita energetica degrada nella forma più bassa d'energia: il calore.

Nelle valvole di potenza, per sfruttare appieno le possibilità offerte dalla costruzione del triodo, si fa spesso circolare anche la corrente di griglia, in quanto il pilotaggio da parte del segnale-ingresso è così ampio da rendere la griglia positiva durante una parte del mezzo periodo positivo dell'eccitazione. A parte il riscaldamento della griglia e la conseguente necessità di dissipare il calore sviluppato in essa la principale fonte di calore nel triodo è la placca, dove si ha generalmente un notevole sviluppo d'energia termica.

Per potenze che vanno da alcuni watt a parecchi chilowatt, le valvole impiegabili si differenziano dalle piccole valvole di uso generale (per ricevitori, ad esempio), soprattutto per le dimensioni del catodo, che deve essere in grado di produrre un rilevante flusso elettronico, e della placca la cui superficie deve essere in

grado di dissipare potenze ragguardevoli convertite in watt-termici.

I princìpi basilari rimangono gli stessi.

Triodi trasmittenti di potenza

Il calore generato dalla valvola deve essere dissipato. Tale dissipazione viene ottenuta seguendo metodi diversi, in dipendenza dell'entità del calore stesso; da ciò, entro certe condizioni, dipendono le dimensioni fisiche della valvola.

Anche sotto questo punto di vista i progressi sono stati notevoli; ancora per diversi anni, dopo la guerra, si sono seguite certe regole, derivate dai miglioramenti che le esigenze militari avevano imposto alla tecnica. Esse erano:

— Per valvole fino a 1 000 watt (1 kW) dissipabili, eliminazione del calore per irradiazione da parte della placca, e per convenzione, da parte del bulbo di vetro, immerso nell'aria libera. Le dimensioni del bulbo dovevano essere perciò tali che nessun punto della superficie superasse i 225 °C vale a dire la temperatura di rammollimento del vetro.

— Per valvole fino a 20 kW, la dissipazione era prevista con l'ausilio di aria forzata; quindi, la struttura della valvola era circondata da un gran numero di pinne di raffreddamento.

— Per valvole con dissipazione di centinaia di kW, il raffreddamento avveniva mediante la circolazione di una considerevole quantità di acqua attraverso le strutture di griglia e di placca.

Negli anni '70 le grandi ampolle di vetro vanno scomparendo, il raffreddamento ad aria forzata viene applicato anche alle valvole che dissipano 200 W solamente. Per queste si impiegano anche dissipatori alettati che disperdono il calore per termoconvezione: tecnica quest'ultima sviluppatasi per le esigenze dei transistori di potenza.

La costruzione in ceramica e metallo ha svincolato i costruttori da certi limiti imposti dal vetro, al punto che una valvola da oltre 1 500 W dissipabili è alta appena 8 centimetri; mentre col raffreddamento ad acqua si costruiscono valvole non troppo grandi che dissipano fino a 1 300 kW di energia calorica (**figure 38** e **39 R**).

Un tempo gli emettitori per valvole con potenze dissipabili oltre i 100 W, erano in tungsteno toriato; oggi, valvole da 1 500 W dissipabili impiegano speciali catodi a riscaldamento indiretto, rivestiti da miscele di ossidi che, oltre ad avere una consistente emissione, non evaporano facilmente, neanche a temperature elevate.

Le griglie peraltro, soggette al fenomeno della emissione secondaria quando immerse in ambiente troppo caldo e troppo vicino al catodo ad ossidi, sono ricoperte attualmente da un sottile strato d'oro, metallo chimicamente inattivo, che previene questa anomalia di funzionamento.

Un tempo, le valvole erano strutturate a secondo della gamma di frequenze di impiego; i triodi per le UHF erano di costruzione speciale e perciò erano costosissimi. Oggi, specie per i triodi con qualche chilowatt di dissipazione, si è generalizzata la costruzione « planare » tipo UHF (vedi sezione della figura 37 R) impiegabili a pieno rendimento fino a 500 MHz, ma utilizzabili anche nelle onde lunghe ed in Bassa Frequenza. Essendo la costruzione unica, di grande serie, il costo di questi triodi è oggi inferiore a quello delle valvole limitate alle sole HF.

I radioamatori, per l'impiego nelle loro 7 gamme d'onda (da 3,5 MHz a 440 MHz) possono disporre di un triodo rivoluzionario, come la EIMAC 8873, alta 5 cm, con diametro del blocco dissipatore anodico di 4 cm (**figura 40 R**). La struttura planare è tipica per le UHF; le sue possibilità di dispersione del calore nell'aria libera sono limitate a 15 W però, quando la parte piana del blocco dissipatore anodico è posta in contatto con un grande dissipatore alettato, le possibilità di eliminazione del calore salgono a 200 W.

Il blocco cilindrico, solidale all'anodo, ma isolato elettricamente da esso, è in ossido di berillio, materiale caratterizzato da una elevata conducibilità termica; il dissipatore alettato può essere invece in alluminio, annerito galvanicamente perché è noto che i corpi rivestiti di pigmento nero irradiano il calore assai meglio degli altri.

Nell'amplificatore di figura 40 R, che impiega due di queste valvole, un termostato provvede a mettere in azione un piccolo ventilatore che soffia l'aria fra le alette dissipatrici quando la temperatura supera i 210 °C.

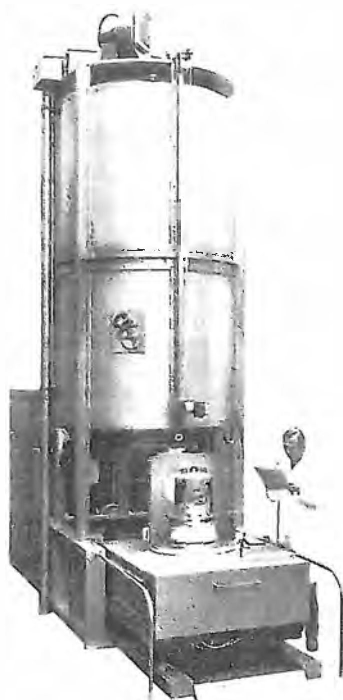




Fig. 38 R · La costruzione planare, metallo-ceramica non è soltanto adottata per i piccoli triodi SHF, ma anche per le grosse valvole trasmittenti. Questa, dal diametro di circa mezzo metro, può dissipare 1,3 MW. Un volume assai più grande della valvola stessa, è qui richiesto, come si vede, dalla cavità (circuito) risonante.

Questo triodo può essere impiegato anche come amplificatore ad ingresso catodico, pertanto il reoforo di griglia è un anello a bassa induttanza che può assicurare un'ampia superficie di contatto con la massa.

Il catodo è collegato a 6 piedini posti in parallelo; due piedini sono destinati al filamento che ha le funzioni di riscaldatore e non di emettitore. Per la connessione dei piedini al circuito amplificatore, si impiega uno speciale zoccolo ad 8 connessioni, che non ha particolari funzioni di supporto come nelle piccole valvole; questo triodo infatti, è solidamente fissato mediante viti, al dissipatore alettato.



Fig. 39 R - Quest'altra valvola è alta 1,5 m e pesa oltre 90 kg. È costruita per trasmettitori TV nel quale impiego, in gamma UHF, può avviare all'antenna circa 31 chilowatt a radiofrequenza.

Amplificazione d'alta resa

Nel triodo amplificatore AF si ottiene un rendimento che in pratica può essere oltre il 60%, modificando le condizioni di lavoro in modo da ottenere un impulso di corrente anodica di solo mezza onda, per ogni onda intera del segnale pilota applicato alla griglia. Questa condizione è resa possibile dall'**effetto volano** della resistenza di carico « Rc » quando essa è costituita da un circuito risonante che contiene una induttanza ed un condensatore (circuito LC).

Come spiegato in una precedente lezione, infatti, è sufficiente eccitare il circuito LC con un semiperiodo di corrente alternata, per ottenere la restituzione dell'onda intera; difatti, la induttanza, al pari di un volano meccanico, immagazzina energia durante il semiperiodo attivo e la restituisce durante il semiperiodo in cui non viene fornita energia (circuito risonante), con un rendimento che può arrivare al 99%.

I buoni circuiti LC hanno perdite veramente piccole: per questo motivo nel trasmettitore « gigante » di figura 38 R, è stata impiegata come circuito LC una cavità risonante di grandi dimensioni (che è pertanto a bassa perdita) per le frequenze da 15 a 30 MHz, mentre in genere le cavità si impiegano oltre i 1 000 MHz.

In questa classe di lavoro — detta **Classe B** — il triodo viene polarizzato quasi all'interdizione.

A titolo di paragone, torniamo alla famiglia di caratteristiche di figura 33 R e stabiliamo le seguenti condizioni:

Punto di riposo (V) sulla retta di carico, corrispondente a — 18 V di polarizzazione; corrente di riposo 1 mA, quando la tensione anodica fornita dall'alimentatore è 330 (Va).

Applichiamo un segnale c.a. di 18 V picco-picco alla griglia: durante la semionda negativa le condizioni si spostano molto oltre l'interdizione; nella semionda positiva, il potenziale di griglia arriva a zero, ed in quell'istante abbiamo: $E_{p\,min} = 100$ V; ed $I_{a\,max} = 10$ mA.

Sottraendo $E_{p\,min}$ dalla tensione anodica d'alimentazione otteniamo l'ampiezza della tensione amplificata E_a; allora, la potenza utile è

$$P_u = \frac{E_a \times I_{max}}{2} = \frac{(330 - 100\ V) \times 10 \times 10^{-3}\ A}{2} = 1{,}15\ W$$

Il rendimento η in % è dato da:

$$0{,}25\,\pi\ \left(1 - \frac{E_{p\,min}}{V_a}\right)$$

nell'esempio:

$$\eta = 78{,}5\ \left(1 - \frac{100}{330}\right) = 78{,}5 \times 0{,}7 = 55\%$$

Con triodi che ammettono V_a molto grandi, $E_{p\,min}$ le più basse possibili, senza eccessiva distorsione, η può arrivare facilmente al 66%; il che significa 1/3 di energia dissipata in calore e 2/3 convertita in segnale utile: perciò, approfittando dello « effetto volano », il triodo in classe B può essere un amplificatore AF di ottimo rendimento.



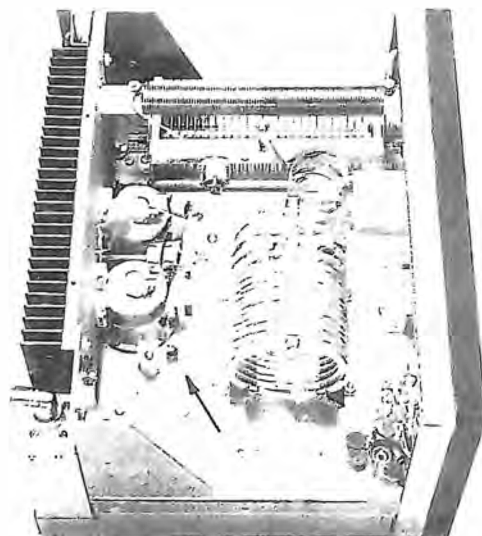


Fig. 40 R - Triodo di struttura planare: il dissipatore anodico in ossido di berillio, va applicato a radiatori di grande superficie. In figura si vede anche un amplificatore da 1 kW per onde decametriche con due di queste valvole. Si noti il dissipatore di calore, alettato, applicato alla parete posteriore.

Come vedremo più avanti, due triodi in classe B, funzionanti in opposizione (« push-pull ») formano un efficiente amplificatore di potenza anche in BF: qui, mancando l'effetto volano, un triodo amplifica una semionda, e quello opposto, la successiva, sicché al secondario del trasformatore, si ha la restituzione dell'onda intera.

Il triodo amplificatore in AF richiede la neutralizzazione della « C_{gp} » il che complica un poco il circuito; però approfittando delle esperienze delle UHF, e dei triodi ad altissimo μ, ormai anche per la trasmissione in onde decametriche si va generalizzando l'impiego del circuito ad ingresso catodico che non richiede neutralizzazione. Lo esamineremo in dettaglio nella lezione dedicata ai trasmettitori.

Valvole a griglia - schermo

Abbiamo accennato prima, che il triodo trova impiego specialmente come amplificatore BF in generale e come amplificatore BF ed AF di potenza. La minore distorsione lo fa preferire ad altre valvole, come amplificatore lineare di potenza AF in trasmissione, sebbene spesso richieda la neutralizzazione. Nei ricevitori, invece, la neutralizzazione della « C_{gp} » è una complicazione inaccettabile, sicché vennero studiati altri due tipi di valvole a più griglie: il **tetrodo** ed il **pentodo.**

IL TETRODO

Il nome indica la presenza di un quarto elettrodo: una seconda griglia (G_2) o **griglia-schermo.**

La **figura 41 R** lo illustra in un circuito che lo adotta.

Dal circuito si rileva che la differenza principale, schematicamente, tra il tetrodo ed il triodo, è rappresentata dal circuito dello schermo (G_2) e dalla sua sorgente di alimentazione.

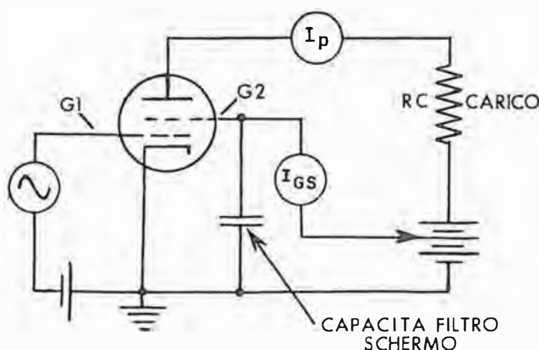


Fig. 41 R - Lo schema inerente al funzionamento del tetrodo è caratterizzato, rispetto allo schema del triodo, dalla necessità di alimentazione della griglia schermo, cui va applicata una tensione positiva minore di quella di placca.

Nell'impiego normale, lo schermo viene mantenuto ad un potenziale positivo (rispetto al catodo) leggermente inferiore al potenziale applicato alla placca.

Essendo soggetta ad un potenziale positivo, la griglia-schermo attrae verso di sé gli elettroni: una parte di essi prosegue verso la placca, data la sua struttura a griglia, ed una parte minore viene da essa assorbita.

In sostanza, lo schermo accelera, con la sua azione, la corsa degli elettroni verso l'anodo e, con la parte di elettroni da esso assorbiti, dà luogo alla corrente di griglia-schermo.

Si comprende come la placca debba avere una tensione più alta dello schermo se si considera che essa si trova a maggiore distanza dal catodo, e che con la placca deve essere effettuato l'assorbimento elettronico preponderante, quello utile cioè ai fini dell'amplificazione, mentre la corrente di griglia-schermo, di regola, non ha scopi pratici.

Lo scopo principale della griglia-schermo, rimane pertanto quello di ridurre la capacità placca-griglia, che, come abbiamo visto, rappresenta la strada per il ritorno reattivo indesiderato.

Su una media di 2 pF di capacità griglia-placca di un triodo, si hanno 0,01 pF, o meno, in un tetrodo. Lo schermo compie questa sua funzione agendo come uno schermo elettrostatico fra la griglia di controllo e la placca.

Oltre all'azione detta — consistente nel rinforzare l'azione della placca nell'attrazione di un maggior numero di elettroni — la griglia schermo ha un secondo effetto: essa rende la corrente di placca praticamente indipendente dalla tensione di placca in seguito appunto al suo effetto di schermo.

Infatti, poiché lo schermo è posto tra la griglia controllo e la placca, le varianti del valore della tensione di placca, hanno scarso effetto sulla carica spaziale. Si potrebbe dire, per meglio comprendere questo particolare, che il campo di azione della tensione di placca termina sullo schermo.

Ciò non vuol dire che la tensione di placca non sia importante: essa rappresenta sempre il mezzo per l'attrazione degli elettroni verso di sé, ed il circuito di placca è pur sempre il circuito di uscita. Tuttavia, la forza di attrazione responsabile del movimento degli elettroni oltre i confini della griglia controllo, è la tensione di schermo piuttosto che quella di placca.

Per quanto si riferisce alla frequenza del segnale, la griglia-schermo viene fugata a massa (ossia al lato negativo dell'alimentazione) a mezzo di un condensatore che deve presentare una bassa reattanza appunto alla frequenza del segnale entrante.

In tal modo, qualsiasi variazione della corrente di griglia risulta cortocircuitata a massa da tale capacità che mantiene lo schermo ad un potenziale di tensione costante: si veda in figura 41 R: capacità-filtro schermo.

Parametri

Anche il tetrodo o meglio, il suo comportamento, viene individuato mediante i tre tipici parametri fondamentali comuni alle valvole termoioniche in generale.

Essi sono, come ora sappiamo, la resistenza di placca alla corrente alternata o resistenza dinamica, R_p, il fattore di amplificazione μ, e la transconduttanza o conduttanza mutua, g_m.

La resistenza dinamica o resistenza alla corrente alternata di un tetrodo è molto alta rispetto a quella caratteristica di un triodo.

La ragione di ciò è conseguente alla presenza ed al particolare comportamento della griglia schermo, la quale, abbiamo detto, riduce sostanzialmente gli effetti dovuti ad una variazione della tensione di placca sulla corrente anodica.

Passando ora ad esaminare il fattore di amplificazione, è importante osservare che nel caso dei tetrodi esso assume un valore parecchie volte superiore a quello tipico dei triodi, tanto è vero che, passando a valori numerici, mentre i triodi presentano valori del μ variabili a secondo dei tipi, da circa 5 a quasi 200, i tetrodi di bassa potenza consentono un fattore di amplificazione medio di 500 che però scende a circa 160 nel caso di tetrodi di potenza destinati a circuiti di trasmettitori.

Per quanto riguarda la transconduttanza o conduttanza mutua, invece, occorre osservare che nei tetrodi — malgrado il fattore di amplificazione abbia valori abbastanza elevati — essa non raggiunge valori sensibilmente maggiori rispetto a quelli tipici dei triodi.

La ragione di questo fatto, apparentemente discorde, può essere spiegata analizzando la tipica equazione che pone in relazione la transconduttanza, rispettivamente con il fattore di amplificazione e la resistenza dinamica:

$$g_m = \frac{\mu}{R_p}$$

Inconvenienti

Il tetrodo non presenta solo vantaggi; i suoi inconvenienti sono notevoli. Infatti il suo funzionamento deve essere limitato ad una sola parte della curva della caratteristica di placca.

Gli effetti dell'emissione secondaria sono trascurabili solamente in quel tratto per il quale la tensione di placca supera la tensione di schermo.

In vista degli effetti del carico di placca sulla tensione di placca allorché viene applicata una tensione di segnale alla griglia controllo, si rende necessario il ricorso ad una tensione di alimentazione anodica molto alta.

Solo così si può fare in modo che si verifichi la necessaria escursione della tensione di placca senza che il valore più basso di essa scenda al disotto di quello della griglia-schermo. Tale necessità di un'alta tensione è certamente un notevole inconveniente.

In effetti, i tetrodi non sono praticamente adottati nei radioricevitori.

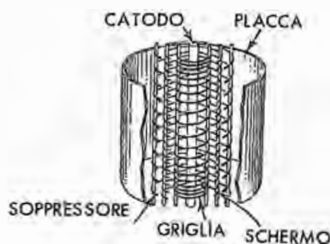


Fig. 42 R - Esempio di disposizione dei vari elettrodi di un pentodo. Rispetto al tetrodo, si ha in più la griglia di soppressione denominata talvolta, semplicemente, soppressore, che è la più vicina alla placca.

IL PENTODO

Il pentodo è sostanzialmente un tetrodo al quale è stata aggiunta una terza griglia, esattamente tra la griglia-schermo e la placca.

Questa nuova griglia è detta **griglia di soppressione.**

Si può vedere alla **figura 42 R** la struttura interna di un pentodo per ciò che si riferisce alla disposizione degli elettrodi.

L'azione della griglia di soppressione si manifesta essenzialmente nei riguardi dell'emissione secondaria — il principale difetto del tetrodo — che essa riesce a sopprimere, o per lo meno ad annullare nei suoi effetti. Vedremo tra breve come ciò avviene.

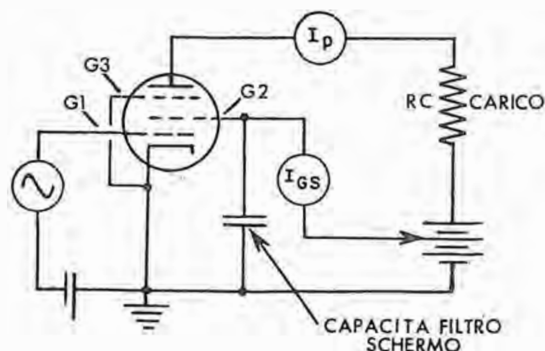
La nuova griglia (vedi **figura 43 R**), di norma, viene connessa al catodo mediante un collegamento che può essere interno o esterno alla valvola.

Collegando la griglia di soppressione al catodo si fa sì che essa porti il potenziale relativo del catodo stesso in vicinanza degli altri elettrodi. In tale circostanza la griglia di soppressione non dà luogo ad assorbimento di corrente propria, né rende necessario alcun accorgimento di alimentazione per procurarle una specifica tensione. Essa è da considerarsi a potenziale zero o di massa.

Esaminiamo ancora la figura 43 R.

Nel funzionamento del circuito, gli elettroni emessi dal catodo vengono accelerati in direzione della placca dal potenziale positivo di G_2. Essi passano attraverso le aperture della griglia di soppressione, G_3. Allorché raggiungono la placca lo fanno con velocità tale (in seguito all'azione della tensione di schermo) da causare un'emissione secondaria: questa difatti viene prodotta a seguito della percussione del metallo della placca da parte degli elettroni fortemente accelerati.

Fig. 43 R - La griglia di soppressione, collegata al catodo, trasferisce il potenziale negativo di quest'ultimo in vicinanza della placca. Sotto tali condizioni, gli elettroni dell'emissione secondaria uscenti dalla placca, vengono respinti e rimandati ad essa. Si annullano così gli effetti e gli inconvenienti dell'emissione secondaria.



Poiché la placca è positiva rispetto al catodo ed il catodo è connesso alla griglia di soppressione, quest'ultima risulta negativa in relazione alla placca. Di conseguenza, gli elettroni dell'emissione secondaria emessi dalla placca (par-

ticelle negative) vengono respinti dalla griglia di soppressione (negativa) e rimandati alla placca.

Viene così evitata la corrente inversa tra placca e schermo (principale inconveniente del tetrodo) anche se la tensione allo schermo eccede momentaneamente la tensione di placca.

La presenza della griglia di soppressione tra schermo e placca ha infine un altro benefico effetto: riduce ulteriormente la capacità griglia-placca rispetto al tetrodo. Ne deriva una riduzione del problema dell'accoppiamento di ritorno, ossia di reazione interna.

Curve caratteristiche

La **figura 44 R** illustra le caratteristiche tipiche di un pentodo.

Il fattore di amplificazione è superiore a quello di un triodo grazie al fatto che l'azione contrastante da parte della placca è schermata come si è detto, nei confronti della griglia.

Sia la resistenza di placca che la conduttanza mutua sono maggiori che nei triodi.

Ad esempio, la resistenza dinamica di placca di un pentodo tipico come la 6SJ7 ammonta a circa 700 000 ohm; la resistenza statica è leggermente inferiore.

Per l'amplificazione di potenza, quando cioè è necessario usare una valvola che permetta il passaggio di correnti di notevole intensità, è più opportuno l'uso di valvole che presentino bassa resistenza di placca. Perciò, un triodo, in questo caso risulta migliore di un pentodo.

Nei casi invece in cui si desidera principalmente un'alta amplificazione, il pentodo è preferibile proprio per la sua alta resistenza di placca; esso infatti assicura un eccezionale guadagno di tensione.

Nelle curve di figura 44 R la tensione anodica di alimentazione E_b varia da zero a 300 volt (asse delle X).

Dal momento che le curve sono ricavate senza carico anodico, abbiamo $E_b = E_p$; la tensione di G_2 viene mantenuta al valore costante di 100 volt. La griglia di soppressione è, come sappiamo, a tensione zero, mentre la polarizzazione della griglia controllo G_1, varia da zero a — 5 volt, in scatti di 1 volt. La tensione del filamento, E_f, è di 6,3 volt.

Il grafico ci mostra un certo numero di particolari di notevole importanza.

Innanzitutto, i gomiti caratteristici a sinistra che limitano il tratto in cui una minima variazione della tensione anodica determina la notevole variazione di corrente. Fortunatamente questa zona è abbastanza limitata.

Il « gomito » superiore della corrente anodica viene raggiunto molto più rapidamente che non nel tetrodo.

Analogamente a quanto avviene nel tetrodo, il valore della corrente anodica è relativamente indipendente da quello della tensione. La parte utile di ogni curva si trova a destra del gomito, nel tratto cioè relativamente piatto.

Si può rilevare, dalla figura 44 R, una significativa particolarità: le diverse curve non sono equidistanti tra loro (nella zona piatta).

Ad ogni specifico e precisato valore di tensione di griglia (G_1) corrisponde una curva della corrente di placca ma, pur essendo gli incrementi della tensione di griglia sempre di 1 volt, le correnti di placca non mutano di un costante ammontare (vedi disuguaglianza delle distanze), con la tensione di placca e di schermo ad un valore fisso.

Questa non linearità tra le variazioni della corrente di placca e le variazioni della tensione di griglia è, conseguentemente, causa di una distorsione.

Si può affermare, dopo questo esame, che il funzionamento di un pentodo genera maggiore distorsione del funzionamento di un triodo.

Costanti del pentodo

Il fattore di amplificazione di un pentodo è elevato: esso è di circa 1 500-2 000, per valvole di tipo ricevente. Questo valore è oltre 10 volte più grande del μ dei migliori triodi, e tre o quattro volte più grande di quello dei tetrodi.

La ragione di questa particolare attitudine del pentodo ad amplificare può essere spiegata graficamente individuando il valore di μ nella famiglia di curve riportate in figura 44 R; in pratica, se si prende come parametro $\Delta Vg = 0,1$ V, ΔVp risulta 250. Questo significa un $\mu = 2\,500$.

Sulla figura sono riportate 3 rette di carico: ovviamente $R_c = 100$ kΩ offre il maggiore guadagno; infatti $G = \mu \dfrac{R_c}{R_c + R_p}$ però la R_c=50 kΩ dà minore distorsione per ΔVg comprese fra — 4 V e — 2,5 V.

Per ampi segnali sulla griglia e cioè: ΔVg da — 4 V a — 1 V, la minore distorsione si ha con R_c + 30 kΩ.

Per le loro caratteristiche i pentodi sono stati e sono ancora qualche volta in uso nelle applicazioni dell'elettronica dove siano necessarie grandi amplificazioni di tensioni di piccola ampiezza: da meno di 1 µV a qualche volt.

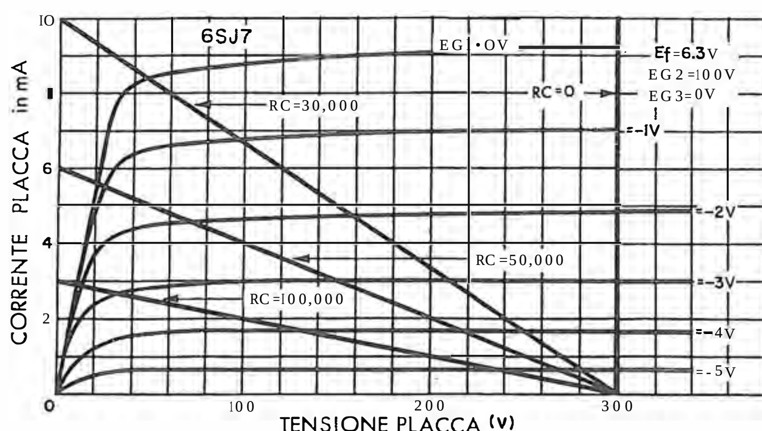


Fig. **44 R** - **È** qui rappresentata una famiglia di curve con tre rette di carico corrispondenti a diversi valori di carico anod.io di un pentodo tipico. Più alto **è** il valore di R_c, maggiore **è** la distorsione.

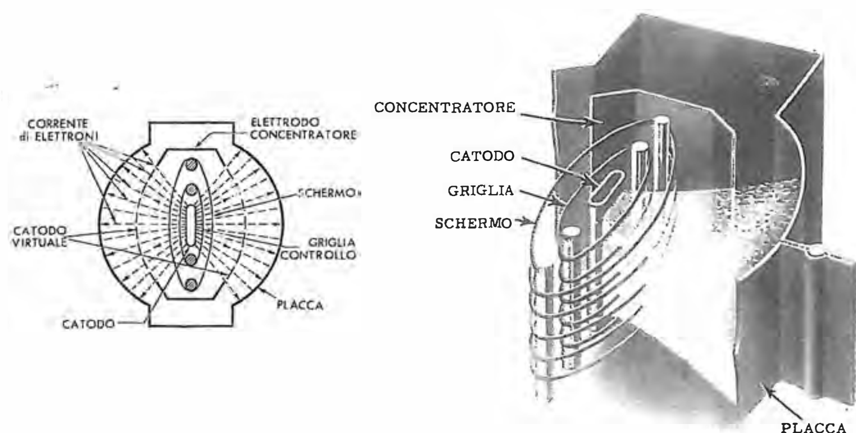


Fig. 45 R - Particolari costruttivi di una valvola a fascio elettronico vista anche in sezione orizzontale. È illustrato in particolare l'effetto di concentrazione dell'apposito elettrodo sul flusso elettronico.

VALVOLA A FASCIO

La valvola a fascio elettronico offre i vantaggi sia del tetrodo che del pentodo.

Questa valvola si presta particolarmente agli impieghi con alti livelli di potenza elettrica, per applicazioni negli stadi d'uscita dei ricevitori e degli amplificatori di Bassa Frequenza, nonché in diverse sezioni dei trasmettitori.

La potenza superiore è dovuta ad un sistema di concentrazione degli elettroni della corrente di placca in fasci di cariche mobili.

Nelle valvole comuni, gli elettroni della corrente di placca si dirigono in una direzione predeterminata ma non sono costretti alla forma di fascio.

I dettagli costruttivi di una valvola a fascio sono illustrati alla **figura 45 R.**

Dalla figura non appare però chiaramente un particolare di notevole importanza: la griglia di controllo e la griglia-schermo sono, per quanto riguarda i conduttori che le compongono, perfettamente allineate allo stesso livello.

In altre parole, nei riflessi del flusso di elettroni della corrente di placca, si ha, sulla stessa linea direttiva, l'ostacolo ripetuto delle due griglie.

Per meglio illustrare questo particolare ci riferiamo alla **figura 46 R.**

In **A** vediamo come i conduttori costituenti la griglia-schermo e la griglia di controllo influiscono sul percorso degli elettroni in una valvola comune di tipo tetrodo.

Questi conduttori sono allineati in modo sfalsato gli uni rispetto agli altri: pertanto, gli elettroni che passano attraverso la griglia-controllo sono parzialmente deviati dal loro percorso ed una parte raggiunge la griglia-schermo sottraendo più elettroni alla placca.

In **B**, invece la corrente di schermo è minore, la « Rp » risulta più bassa e la « Ip » maggiore.

Le placchette di formazione del fascio (figura 45 R) influenzano il movimento degli elettroni della corrente di placca nel momento in cui essi attraversano lo schermo e colpiscono la placca.

Gli elettrodi di formazione del fascio sono collegati, internamente, al catodo e di conseguenza sono allo stesso potenziale di quest'ultimo.

A causa di detto potenziale delle placchette si sviluppa, nello spazio tra lo schermo e la placca, un effetto equivalente ad una carica spaziale.

L'effetto equivale alla presenza di una superficie (linee tratteggiate unenti tra loro i punti terminali delle placchette in figura 45 R) tra lo schermo e la placca. Questa superficie viene chiamata **catodo virtuale.**

La presenza di questo piano elettrico respinge gli elettroni secondari liberati dalla placca e impedisce loro di raggiungere lo schermo. Il catodo virtuale sostituisce quindi con vantaggio, la griglia di soppressione.

I tetrodi a fascio, impiegati dalla BF alle VHF sono ottimi amplificatori, quando la griglia è polarizzata per le condizioni di lavoro della Classe A; le prestazioni, seppure molto buone, rientrano ovviamente nelle limitazioni di rendimento di questa Classe.

Il migliore impiego di tetrodi ad « alta sensibilità di potenza » — che sono stati prodotti in grandi serie in quanto un tempo usati come amplificatori dell'impulso di riga, nei ricevitori TV (**figura 47 R**) — è quello di amplificatori in classe AB per la BF e le HF (fino a 30 MHz).

Nella famiglia di caratteristiche di questa valvola, polarizzando con —35 V ed impiegando un'alimentazione anodica di 450 V abbiamo una corrente di riposo di circa 50 mA; per questo motivo la classe di lavoro più idonea per i tetrodi a fascio è la **AB**, ossia una condizione intermedia fra le due tipiche. Ritorneremo su queste « classi ».

Un segnale applicato all'ingresso, dell'ampiezza di 35 Vpp, nella semionda positiva porta la griglia a potenziale zero. Allora la corrente anodica (di cresta) sale a 600 mA, valore veramente notevole in una piccola valvola, dotata peraltro di un catodo molto robusto.

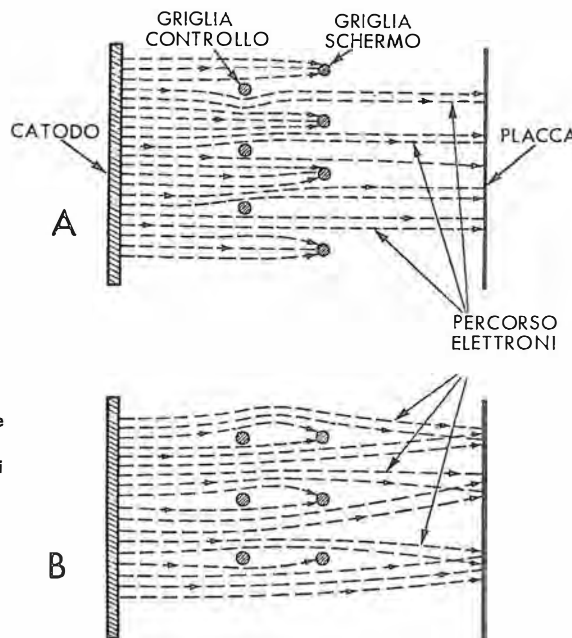


Fig. 46 R - La diversa posizione della griglia-schermo rispetto alla griglia-controllo nei tetrodi comuni (A) e nelle valvole a fascio (B). In questi ultimi la corrente di schermo è minore e le possibilità di ampie correnti anodiche sono incrementate.

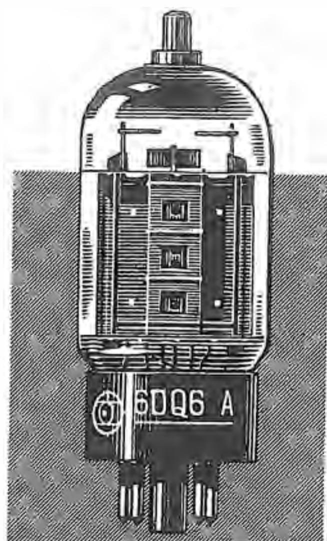


Fig. 47 R - Tetrodo a fascio per l'amplificazione degli « impulsi di deflessione riga » nei televisori. La elevata sensibilità di potenza di questa valvola (Gm = 20 mA/V) è stata sfruttata anche per ottenere rilevanti potenze BF (100 W con due valvole) e per trasmettitori economici di radioamatori: 100 W in onde decametriche, con una sola valvola.

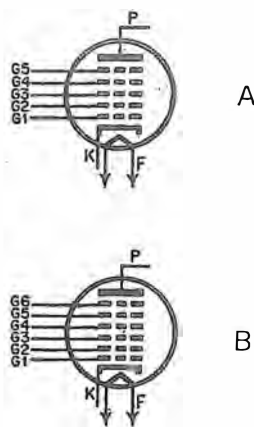


Fig. 48 R - In A, simbolo schematico dell'eptodo o valvola a sette elettrodi (pentagriglia). In B, ottodo (otto elettrodi). Entrambe sono state impiegate, per gli stessi compiti, nei ricevitori radio.

Il gomito della curva è talmente a sinistra, che in corrispondenza di $I_{max} = 600$ mA si ha una tensione anodica minima di 75 V senza entrare in regione di distorsione.

Ripetendo i calcoli fatti per i triodi, abbiamo:

$$P_u = \frac{(450 - 75\ V) \cdot 0{,}55\ A}{2} = 103\ V;$$

$$\eta = 78{,}5\ \left(1 - \frac{75}{450}\right) = 78{,}5 : 0{,}834 = 66\%$$

Questi dati indicano che un radioamatore, con spesa minima, essendo tali valvole, come si è detto, di serie commerciale, può ottenere 100 W utili, in trasmissione su onde decametriche, da uno stadio amplicatore lineare che può essere pilotato da una catena di stadi a transistori, di cui l'ultimo, di modesta potenza dovrà fornire appena 1 W. Esso potrà produrre la tensione pilota di 35 V_{pp} su un carico di poco maggiore di 1 000 ohm.

I triodi, per dare potenze utili simili, debbono essere eccitati in classe B, con griglia positiva durante una parte del periodo e quindi richiedono uno stadio pilota di potenza.

Valvole multiple e speciali

La tecnica elettronica, con i suoi continui progressi, ha portato allo sviluppo di valvole più complesse di quelle finora esaminate, allo scopo principale di ridurre il costo di produzione delle apparecchiature e le loro dimensioni: tipico il caso dei televisori che prima di adottare la tecnica dei semiconduttori al 100% sono passati dalle 30 ÷ 40 valvole dei primordi alle 12 ÷ 15 valvole.

Le prime valvole multiple sono state le **pentagriglia** o **eptodi** aventi il compito di funzionare come mescolatori ed oscillatori (**figura 48 R** in **A**).

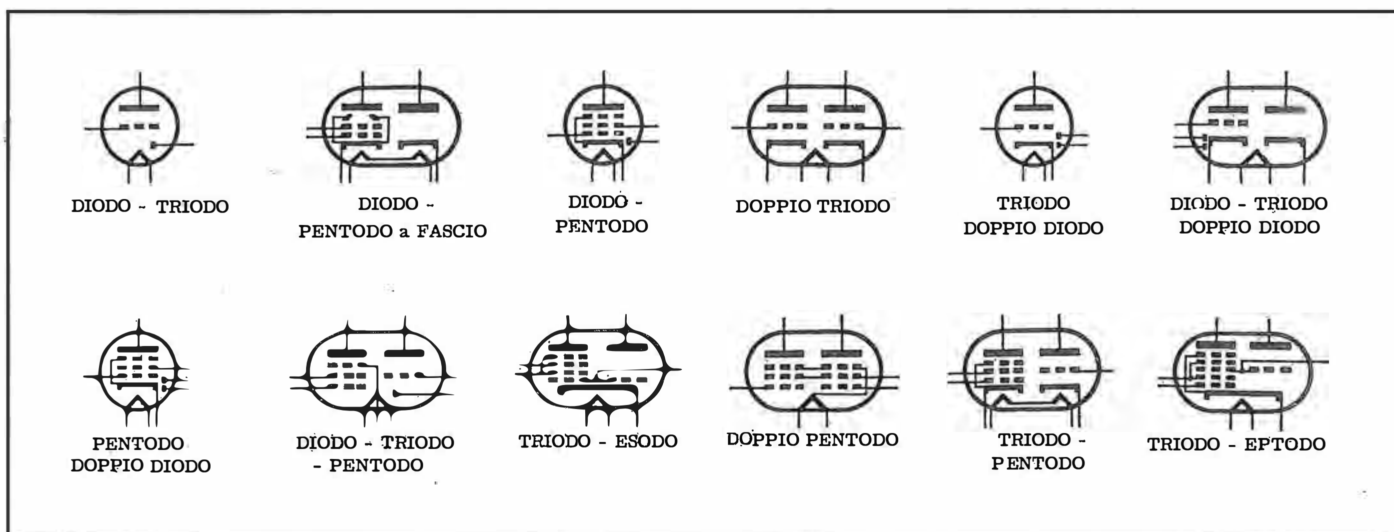
Per migliorare le prestazioni sono stati prodotti successivamente, gli **ottodi** che contenevano 6 griglie (figura 48 R in **B**).

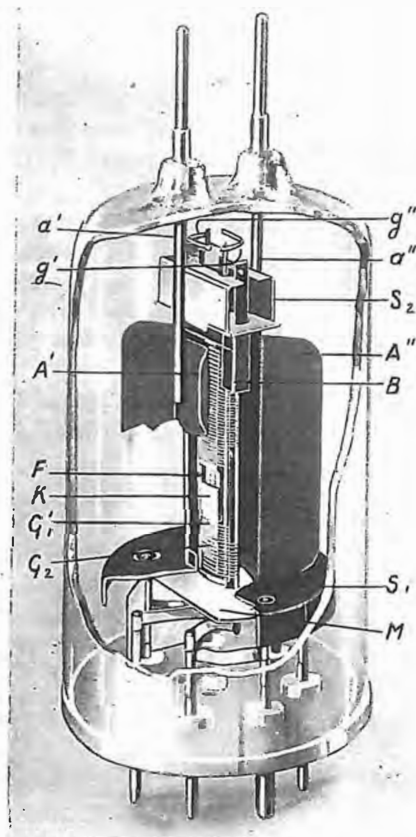
In seguito, pur rimanendo le dimensioni dei bulbi invariate (diametro di 22 mm per una serie normalizzata detta Noval) si sono create numerose combinazioni di valvole multiple, con due funzioni indipendenti: i simboli grafici sono riportati in **figura 49 R.**

Fra le valvole multiple meritano una particolare menzione i doppi tetrodi di potenza VHF, di largo impiego presso gli amatori: QQE 06/40 e QQE 06/12. Nel primo, i due tetrodi a fascio dissipano 20 W ciascuno e nel secondo 6 W ciascuno; il secondo è rimarchevole anche come dimensioni essendo il diametro del bulbo di soli 30 mm e l'altezza 10 cm (**figura 50 R**).

Fra i tipi speciali di valvole, i diodi a catodo freddo (senza filamento) ed il bulbo in atmosfera rarefatta di gas nobile (argon) hanno avuto un largo impiego per la stabilizzazione elettronica delle tensioni di alimentazione: la regolazione si basava sul fatto che, quando il gas è ionizzato, la caduta di potenziale fra i due elettrodi si mantiene costante, anche se la cor-

Fig. 49 R - Simboli schematici delle valvole multiple di uso più comune. Le combinazioni sono però molto più numerose. Come si nota, la denominazione dipende esclusivamente da quella delle unità contenute nel bulbo.





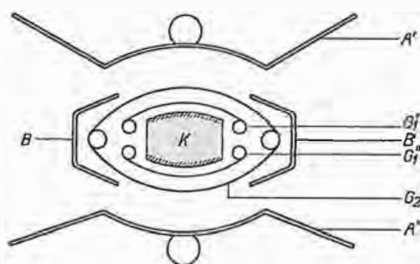


Fig. 50 R - Sezioni di un doppio tetrodo di potenza per VHF.
K = **Una delle superfici emittenti del catodo.**
F = **uno dei filamenti riscaldatori.**
G_1 = **una delle due griglie pilota.**
G_2 = **griglia schermo comune al due tetrodi.**
A'ed A'' = **i due anodi da collegare in opposizione.**
B = **elettrodi di concentrazione del fascio.**
M = **disco di mica che supporta gli elettrodi.**
g' e g'' = bacchette che supportano le griglie pilota; queste bacchette parallele alle altre due a' ed a'' (reofori di anodo) formano piccole capacità che neutralizzano le Ggp di ciascun tetrodo. Questa neutralizzazione incrociata è resa necessaria dalla elevata frequenza di lavoro.

rente subisce non indifferenti variazioni; lo abbiamo già accennato a pagina 4 r. Questi diodi, che si comportano come resistenze variabili automaticamente, sono ormai superati da dispositivi a semiconduttori.

Altrettanto dicasi per i Thyratron o triodi a gas, che sostituivano i relé per l'azionamento di servomeccanismi che richiedevano forti correnti. Oggi al loro posto si impiegano i « diodi controllati » a semiconduttore.

Anche le cellule foto-elettriche cui ora faremo cenno, sono state progressivamente sostituite da semiconduttori che hanno prestazioni simili: foto-resistenze; foto-diodi; foto-transistori.

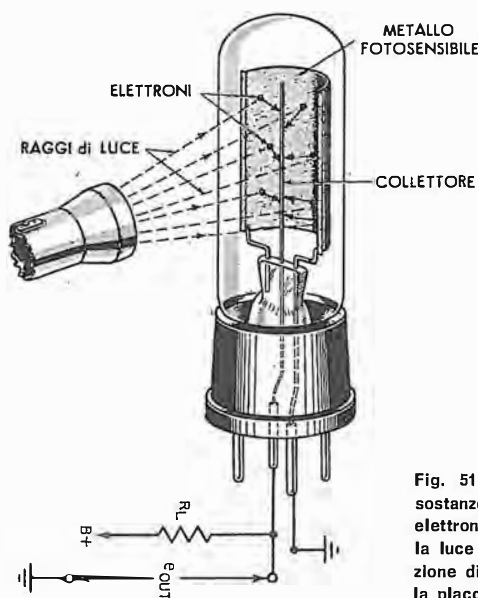


Fig. 51 R - Cellula fotoelettrica; con determinate sostanze, anche a freddo si ha una emissione di elettroni dal catodo, proporzionale alla intensità della luce incidente. La bacchetta-collettore ha la funzione di anodo, che nei diodi normali è assolta dalla placca.

Il fenomeno fotoelettrico

Alcune sostanze come il cesio, il bario ed altre, quando vengono colpite da raggi luminosi, visibili od invisibili, emettono elettroni: ossia, è sufficiente il debole incremento d'energia di un raggio luminoso, per consentire ad un numero più o meno grande d'elettroni di liberarsi, anche a temperatura ambiente.

Da questo fenomeno, scoperto da Hertz e chiamato « effetto fotoelettrico », derivano speciali diodi aventi un catodo che libera elettroni, la cui quantità è direttamente proporzionale all'intensità della luce che lo colpisce.

Le fotocellule (**figura 51 R**) sono caratterizzate da una resistenza interna altissima (vuoto spinto) e da una curva di risposta della fotocorrente che si mantiene in relazione lineare per un ampio intervallo di frequenze alla intensità della radiazione luminosa. Il tempo di risposta è eccezionalmente breve.

Le cellule fotoelettriche semplici, hanno avuto impiego specialmente nel cinema; altri tipi: fotomoltiplicatori trovano tuttora impiego per la realizzazione di contatori di scintillazione impiegati nell'elettronica nucleare. Sul principio dei fotomoltiplicatori, si basano anche alcuni tubi da ripresa TV: gli « image orthicon » e derivati.

La moltiplicazione si basa sul principio della emissione secondaria: ogni elettrone emesso dal fotocàtodo viene indirizzato in modo tale da urtare contro una serie di anodi secondari, detti « dinodi » (**figura 52 R**).

Ciascun dinodo ha la superficie trattata opportunamente, al fine di produrre una forte emissione secondaria (proprio quel fenomeno che disturba il buon funzionamento dei tetrodi). A causa della violenza dell'urto, ogni elettrone di origine foto-elettrica, rimbalza per così dire, dal primo dinodo, e viene seguito da un considerevole numero d'elettroni liberati per urto. Lo sciame di questi, a loro volta, urta contro il secondo dinodo e così via.

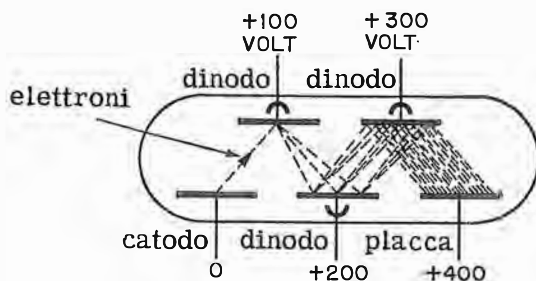


Fig. 52 R - Principio di funzionamento di un fotomoltiplicatore. Il catodo percosso dai fotoni, ha una debole emissione di elettroni. Questi elettroni primari, colpendo il 1° dinodo, provocano una emissione proporzionale di elettroni secondari, e così via.

L'incremento ottenuto con diversi dinodi è enorme, e dispositivi di questo genere possono avere sensibilità all'intensità luminosa, molto maggiore dell'occhio umano.

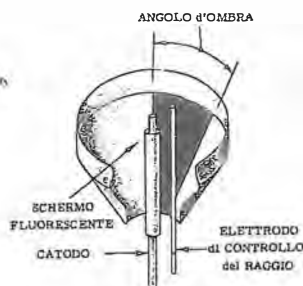


Fig. 53 R - L'occhio magico ha le dimensioni di una piccola valvola (diametro del bulbo 22 mm). Buona parte dello spazio interno è occupato dalla placca fluorescente, sicché il settore luminoso è ampio, nonostante le ridotte dimensioni della valvola stessa.

Indicatori a fascio elettronico

Gli indicatori a fascio elettronico sono stati largamente impiegati nei ricevitori, specie in quelli F.M. per indicare l'esattezza della sintonia; sono stati pure impiegati nei registratori a nastro per segnalare il livello medio al quale corrisponde la migliore registrazione ed hanno avuto svariati impieghi negli strumenti di laboratorio, per segnalare, ad esempio, il momento corrispondente al valore « zero », come nel caso dei ponti di misura.

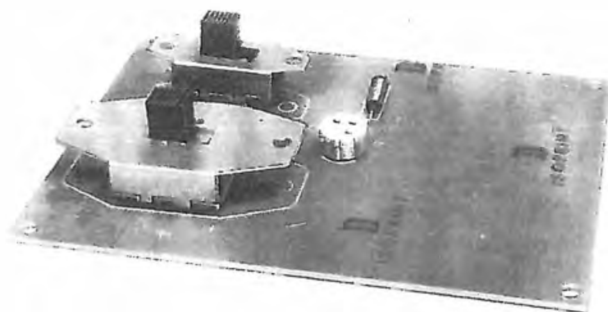
Questi indicatori, chiamati anche « occhio magico », sono costituiti da un triodo amplificatore del segnale pilota e dall'indicatore vero e proprio. Quest'ultimo ha un'ampia placca a sezione conica (**figura 53 R**) rivestita di sostanze fluorescenti, che s'illuminano di luce verdastra quando sono eccitate dagli elettroni.

Fra il catodo (riscaldato dal filamento) e la placca, si trova un piccolo elettrodo filiforme detto « elettrodo del controllo del raggio »; suo compito è di deflettere una parte degli elettroni in transito, provocando una zona d'ombra sull'anodo fluorescente.

La forma dell'ombra è un cuneo e l'ampiezza dell'angolo del cuneo è funzione della tensione presente sull'elettrodo di controllo: generalmente questo angolo va da 100° a 0°. Allo zero gradi, ombra filiforme sullo schermo, corrisponde il massimo segnale come ad esempio, sintonia perfetta nel ricevitore, o equilibrio del ponte di misura. La zona d'ombra minima si verifica quando elettrodo di controllo e placca fluorescente hanno il medesimo potenziale.

Per provare i transistori

Molte volte le valvole aiutano nella diagnosi di un guasto che si è verificato nel circuito o in esse stesse: la mancata accensione, la presenza di gas, l'arroventamento della placca, sono tutte indicazioni... controllabili a vista. Nei transistori invece... non si vede niente! Ecco allóra che anche uno dei più semplici dispositivi di controllo, qual'è quello che qui si presenta, può tornare di notevole aiuto per sincerarsi, innanzi tutto, che al transistore non vengano attribuite colpe che non ha.



Con questo strumento possono essere provati tutti i transistori, siano essi PNP o NPN, al germanio o al silicio, tranne i tipi di potenza elevata.

L'apparecchio permette di stabilire se un transistore è funzionante, e di determinare i due parametri principali: la corrente di fuga I_{CEO} misurata fra collettore ed emettitore con la base aperta, ed il guadagno di corrente, « beta », costituito dal rapporto fra la corrente di collettore e quella di base.

Poiché la prova avviene in regime statico, cioè applicando tensioni continue, non sono possibili misure relative alla frequenza di taglio del transistore: comunque questo dato ha importanza poco rilevante nelle applicazioni più comuni.

Lo schema del circuito elettrico, mostrato in **figura 54 R**, è chiaramente comprensibile. Con S1 aperto viene applicata una tensione di 6 V tra collettore ed emettitore.

Il transistore in queste condizioni non conduce, ed il milliamperometro in serie al circuito misura il passaggio della corrente di fuga I_{CEO}.

Chiudendo S1, la base viene polarizzata in modo da condurre una corrente di valore noto, determinato essenzialmente da R1.

Leggendo sul milliamperometro la corrente di collettore, è possibile risalire al valore di « Beta », cioè del guadagno.

Il resistore R2 ha il doppio scopo di evitare una eccessiva dissipazione del transistore durante la misura e di proteggere il milliamperometro nel caso di transistori in corto circuito.

Il commutatore S2 serve ad invertire la polarità della batteria e dello strumento per la misura di transistori PNP o NPN; in **figura 55 R** appaiono segnate le rispettive posizioni nei due casi.

Montaggio dei componenti

Anche se il circuito elettrico del prova-transistori è molto semplice, è stato anche in questo caso adottato, per ragioni di praticità e di

sicurezza, il montaggio su circuito stampato.

Si procede innanzi tutto a fissare i due deviatori S1, e S2 e lo zoccolo porta transistori; per i deviatori sono state praticate sulla piastra le apposite fessure rettangolari ove introdurre i terminali. Con questo sistema si ottiene il duplice scopo di stabilire tutti i contatti elettrici necessari e, una volta effettuate le saldature, di avere un fissaggio meccanico assai solido.

Lo zoccolo porta-transistori e i due resistori R1 ed R2 vanno saldati con le solite modalità. I collegamenti con la batteria di alimentazione da 6 V ed il milliamperometro sono costituiti da semplici spezzoni di filo saldati nei punti indicati in figura 55 R.

Comunque, facciamo notare che la scatola contiene il materiale necessario per realizzare un montaggio più elegante di questo appena descritto.

Per esempio, è possibile inserire tutto l'apparecchio in un contenitore di materia plastica; per questo si praticano sulle sue pareti, nelle posizioni opportune, dei fori per il passaggio delle leve di comando dei deviatori, dello zoccolo porta-transistori, e per il fissaggio delle due boccole per il collegamento del milliamperometro, che può essere un comune analizzatore.

All'interno del contenitore la piastra a circuito stampato viene fissata con gli appositi distanziatori e viti, mentre in un angolo può essere alloggiata la batteria di alimentazione.

Uso dello strumento

Innanzitutto occorre determinare se il transistore da misurare è del tipo PNP o NPN, possibilmente aiutandosi con i dati forniti dalle case costruttrici o dal negoziante; dopodiché si porta S2 nella posizione corrispondente.

Prima di infilare il transistore nello zoccolo bisogna stabilire esattamente quali sono i terminali di collettore, emettitore e base; per questo può risultare utile l'illustrazione stampata sulla scatola. In qualche caso esiste un quarto terminale di schermo che va infilato in un foro non collegato.

In queste condizioni il milliamperometro, disposto su 5 mA a fondo scala, segna la debole corrente I_{CEO}, dell'ordine di frazioni di mA.

Se l'indice dello strumento non presenta alcuna deviazione il transistore è interrotto. Attenzione però che alcuni tipi al silicio hanno una corrente di fuga così esigua da non poter essere apprezzata.

Se invece l'indice dello strumento va a fondo scala, il transistore è in corto-circuito e occorre sfilarlo subito dallo zoccolo per evitare di danneggiare lo strumento.

La misura del « beta » si esegue semplicemente tenendo spostato il cursore di S1 sulla posizione C; si rileva il valore segnato dallo strumento in mA e lo si moltiplica per 50 (coefficiente approssimato determinato dal rapporto R1/R2).

Con queste semplici misure ogni sperimentatore è in grado di determinare la qualità di un transistore, con la precisione sufficiente alle esigenze del proprio piccolo laboratorio.

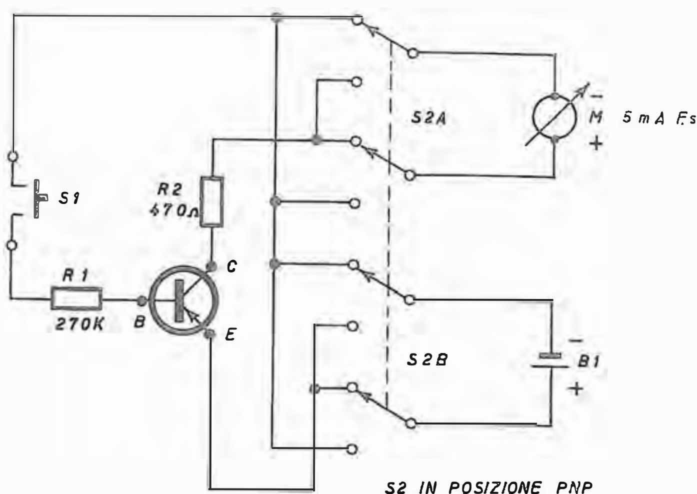
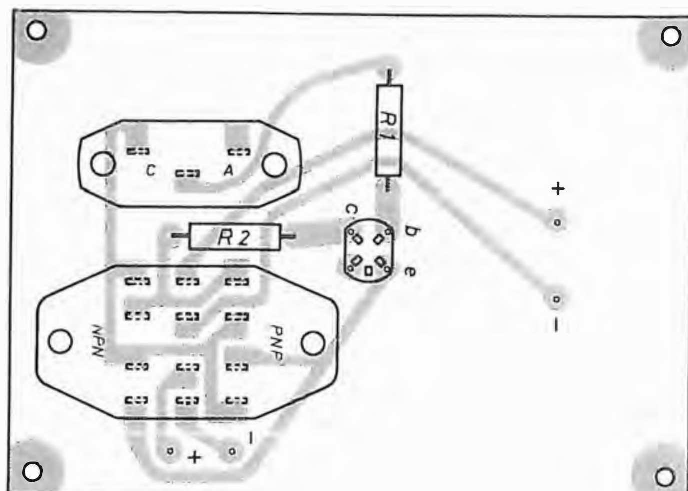


Fig. 54 R - Al transistore sottoposto ad esame viene applicata (tra collettore « C » ed emettitore « E », la tensione di B1 = 6 volt): in serie a questo circuito risultano R2 ed il milliamperometro. Se S1 è aperto si legge unicamente la corrente di fuga; se S1 viene chiuso si polarizza la base ed allora si può leggere la corrente di collettore. Il commutatore a 4 vie S2 predispone la lettura per PNP ed NPN. L'assieme del materiale già pronto per il montaggio è siglato UK 65 nella serie Amtron.

ELENCO DEI COMPONENTI

N.	Sigla	Descrizione
1	R1	resistore da 270 k Ω
1	R2	resistore da 470 Ω
1	S1	deviatore con molla di ritorno
1	S2	deviatore 2 posizioni 4 vie
1	—	zoccolo porta transistori
1	—	circuito stampato
2	—	boccole colorate
6	—	viti 3MA × 15 con dado
6	—	ranelle
4	—	distanziatori
2	—	spezzoni filo cm 50

Fig. 55 R - Il commutatore più piccolo è S1 dello schema: allorché è aperto è verso la posizione A (verso C = chiusura). I puntali, o comunque i conduttori che fanno capo allo strumento indicato devono essere connessi rispettando la polarità ai due punti indicati + e —, a destra del disegno; gli altri due occhielli per connessione servono per la batteria.



Segni schematici

= Filamento di una valvola

= Catodo di una valvola

= Catodo a riscaldamento indiretto

= Placca di una valvola

= Diodo semplice a riscaldamento diretto

= Diodo semplice a riscaldamento indiretto

= Doppio diodo a riscaldamento diretto

= Doppio diodo a riscaldamento indiretto

= Griglia di una valvola

= Triodo ad accensione diretta

= Triodo ad accensione indiretta

= Triodo a gas (« thyratron »)

= Eptodo

= Ottodo

= Diodo-triodo

= Doppio diodo-triodo

= Diodo-pentodo

= Doppio diodo-pentodo

= Doppio triodo con catodi in comune

= Doppio triodo con catodi separati

= Triodo pentodo con catodo in comune

= Triodo pentodo con catodi separati

= Triodo esodo

= Triodo eptodo

= Occhio magico

Simboli - Abbreviazioni

A_1 = Anodo della 1ª sezione di valvola multipla
A_2 = Anodo della 2ª sezione di valvola multipla
C_{gp} = Capacità tra griglia e placca
C_{gk} = Capacità tra griglia e catodo
C_{pk} = Capacità tra placca e catodo
E_a = Tensione anodica
E_b = Alimentazione anodica (di placca)
E_c = Tensione di polarizzazione
E_e = Potenziale di estinzione di una valvola a gas
E_f = Tensione per accensione filamento
E_g = Tensione di griglia
E_i = Potenziale di ionizzazione di una valvola a gas
E_{inv} = Tensione inversa
E_p = Tensione di placca
G_4 = Quarta griglia di una valvola multigriglia
G_5 = Quinta griglia di una valvola multigriglia
G_6 = Sesta griglia di una valvola multigriglia
g_m - G_M = Conduttanza mutua
K = Catodo
K_1 = Catodo di una 1ª sezione di valvola multipla
K_2 = Catodo della 2ª sezione di valvola multipla
I_a = Corrente anodica
I_c = Corrente di catodo
I_g = Corrente di griglia
I_p = Corrente di placca
P = Placca (anodo)
R_a = Resistenza anodica
R_c = Resistenza di carico
R_L = Resistenza di carico
R_p = Resistenza di placca
R_p = Resistenza di placca (statica o dinamica)
S = Saturazione
V_p = Volt (tensione) alla placca
Δ = Lettera greca « delta ». Piccola variazione in più o in meno di una quantità qualsiasi
ΔE_g = Variazione della tensione di griglia
ΔE_p = Variazione della tensione di placca
ΔI_p = Variazione della corrente di placca
μ = Fattore (coefficiente) di amplificazione

Formule

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta i_p} \; (E_g \text{ costante}) = \text{Resistenza dinamica di placca}$$

$$R_p = \frac{E_p}{I_p} = \text{Resistenza statica di placca}$$

$$g_m = \frac{\Delta i_p}{\Delta E_g} \; (E_p \text{ costante})$$

$$\mu = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} \; (I_p \text{ costante})$$

$$R_p = \mu : g_m ; \quad \mu = g_m \times R_p ; \quad g_m = \mu : R_p$$

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

I semiconduttori

14



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. tariffa ridotta ed. — 70% - Lire 750

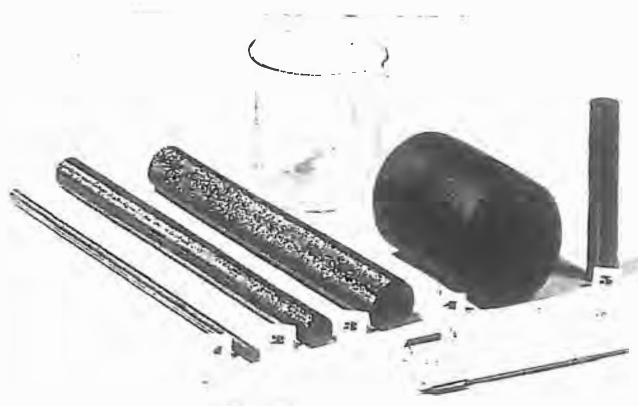
I semiconduttori

Nella Lezione 3ª abbiamo suddiviso i materiali in due grandi classi: **conduttori** ed **isolanti**; abbiamo anche fatto osservare che un buon conduttore ha una struttura « policristallina », mentre negli isolanti la struttura atomica è « monocristallina »; ciò significa che negli isolanti gli elettroni liberi sono assai rari.

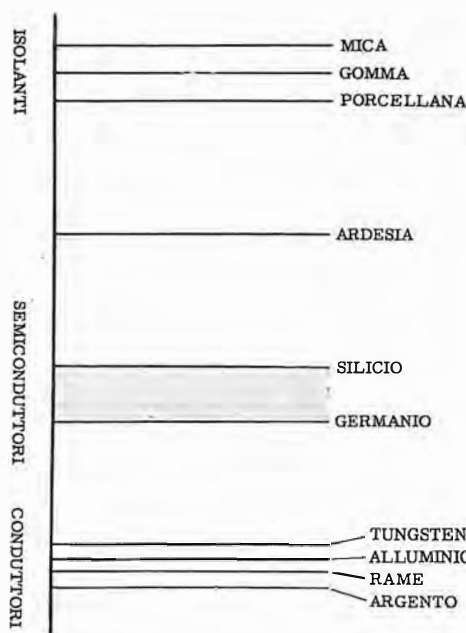
A metà strada fra i conduttori e gli isolanti, abbiamo detto, si collocano le sostanze **semiconduttrici**, le cui caratteristiche, come dice il nome stesso, sono quelle di una condizione intermedia: non sono buone conduttrici come lo è, ad esempio, il rame, né buone isolanti come lo sono, ad esempio, le ceramiche **(figura 1 S)**.

I semiconduttori hanno la struttura degli isolanti e cioè monocristallina; i più usati nell'elettronica sono il Germanio, elemento piuttosto raro, ed il Silicio, un elemento che essendo molto comune in natura non ha un costo intrinseco elevato, ma che tuttavia diviene costoso per il laborioso processo di purificazione cui deve essere sottoposto.

Oltre a questi semiconduttori semplici, si impiegano in elettronica anche semiconduttori composti: detti « binari », perché formati da due corpi semplici.



Sbarre monocristalline di silicio iperpuro, prodotte in serie nei diametri da 2 a 33 mm. Queste sbarre, purificate mediante fusione per zone successive con calore ottenuto a radiofrequenza, vengono poi rettificate, con tolleranze nei diametri dell'ordine del micron, indi tagliate, e lappate, in spessori fino a 200 micron e in quadratini di 1 mm di lato.



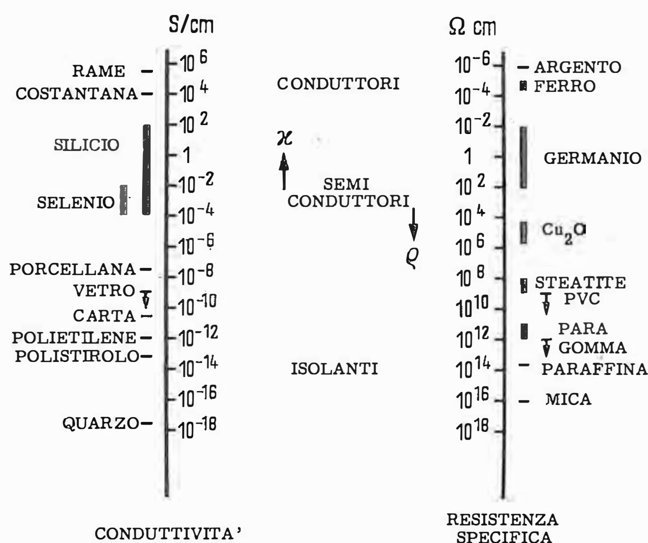


Fig. 1 S - Tra gli isolanti ed i conduttori (alcuni di essi qui citati a titolo d'esempio) si trovano i semiconduttori. Nell'illustrazione di destra è indicata per molte sostanze e materiali, nell'ultima colonna, la resistenza specifica (ohm per centimetro: valori decrescenti) cui corrisponde la caratteristica opposta (conduttività: valori crescenti) riportata sulla colonna che precede.

Uno fra i composti binari oggi in fase di sempre più ampio impiego, è l'Arseniuro di Gallio (GaAs) di cui esamineremo più avanti le peculiari applicazioni; altri due semiconduttori composti, le applicazioni dei quali sono in fase di evoluzione, sono l'Antimoniuro d'Indio ed il Fosfuro d'Indio.

Tornando ai primi due elementi, quelli di largo impiego, osserviamo che tanto nel germanio quanto nel silicio la struttura cristallina è assai uniforme, vale a dire, come già accennato, **monocristallina**; quindi, detti elementi, se estremamente puri, sono dei cattivi conduttori, se non proprio degli isolanti. Però, la presenza di particolari impurezze nel reticolo cristallino abbassa la loro resistività, e pertanto, si può dire che essi **sono conduttori in particolari condizioni**.

Per ottenere le caratteristiche di semiconduzione desiderate, le « impurezze » citate vengono introdotte artificialmente: si tratta di sostanze chimiche aggiunte durante la formazione — ad alta temperatura — del monocristallo.

Su questo processo — dal quale fra l'altro dipende la differenziazione del semiconduttore, e quindi la possibilità di costituire mediante esso componenti diversi — è necessario intrattenerci a fondo, esaminandone in particolare, le caratteristiche.

Per una completa comprensione di quanto stiamo per dire, è poi necessario richiamarci alle « Teorie sulla struttura della materia » di cui si è parlato già alla sopracitata lezione.

Struttura della materia

Si può dire, in modo un po' semplicistico, che l'atomo è costituito da un nucleo centrale, contenente **protoni**, con carica positiva, attorno al quale gravitano elettroni aventi cariche negative (**figura 2 S**).

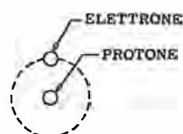


Fig. 2-S - L'atomo è formato da un nucleo (protoni = carica positiva) attorno al quale orbitano elettroni (cariche negative).

La quantità di carica negativa di un elettrone, neutralizza un protone con eguale quantità di carica positiva.

Poiché tutti i protoni hanno carica positiva — ma d'altra parte sono raggruppati nel nucleo — si è ipotizzato — e poi l'esperienza nucleare lo ha confermato — che nel nucleo si trovino anche particelle di materia elettricamente neutre, che permettono alle cariche di eguale segno di stare vicine, mentre secondo le regole fondamentali dell'elettricità, come sappiamo, dovrebbero fuggire l'una dall'altra: queste particelle neutre presenti nel nucleo, chiamate **neutroni**, non interessano la nostra trattazione.

Esaminando, in particolare, la struttura atomica del silicio e del germanio osserviamo che:

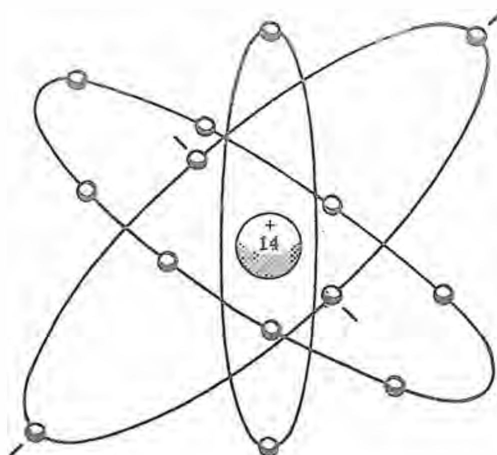
— Il nucleo del silicio è costituito da 14 protoni e 14 neutroni; affinché l'atomo sia elettricamente in equilibrio, intorno al nucleo orbitano 14 elettroni, distribuiti in tre strati (vedi **figura 3 S**). Sulla terza orbita — la più esterna — si trovano 4 elettroni; nella prima, per complessi motivi di origine « quantitistica », non possono esservene più di 2 e pertanto, nella seconda orbita gli elettroni presenti sono 8.

— L'atomo del germanio è più complesso: 32 protoni; 41 neutroni; 32 elettroni. Anche in questo elemento, nell'orbita più esterna si trovano solo 4 elettroni come nel silicio (**figura 4 S**).

Gli elettroni dell'orbita esterna in tutti gli elementi hanno una considerevole importanza: a parte il fatto che, essendo più lontani dal nucleo ne risentono meno l'attrazione, dal loro numero, dalla loro mobilità, dal loro « attaccamento » al proprio atomo, dipendono molte caratteristiche fisiche e chimiche della sostanza.

Nel caso del germanio e del silicio, sebbene la costituzione atomica sia molto diversa, abbiamo testé visto che entrambi sono caratterizzati da 4 elettroni sull'orbita esterna.

Gli elettroni dell'orbita esterna, che determinano anche le proprietà chimiche di una sostanza, sono chiamati **elettroni di valenza** e siccome solo da essi dipendono buona parte dei fenomeni che ci interessano, possiamo non prendere in considerazione quelli delle altre orbite.



SILICIO

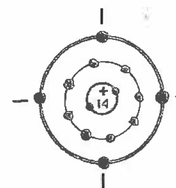
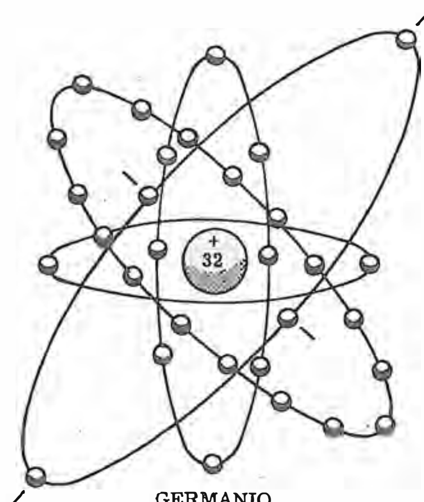


Fig. 3 S - La struttura dell'atomo di silicio denota 14 protoni e 14 neutroni (indicati +14 nel nucleo, in entrambe le figure) e 14 elettroni. Di questi 14 elettroni, quattro sono collocati su di un'orbita esterna: sono quelli che maggiormente ci interessano. Il disegno di destra mette meglio in evidenza la diversa collocazione dell'orbita dei 10 e dei 4 elettroni.



ANELLO di VALENZA

GERMANIO

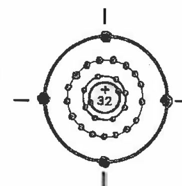


Fig. 4 S - Quanto visto nella figura precedente, riferito qui al germanio invece che al silicio. I protoni sono, nel germanio, 32 (i neutroni 41) e gli elettroni orbitanti, anch'essi 32. È caratteristico il fatto che anche qui quattro degli elettroni sono su orbita esterna. Tali elettroni sono detti di « valenza ».

Legami di valenza

Gli atomi d'uno stesso elemento tendono ad assumere una struttura cristallina, allineandosi in reticoli tridimensionali molto uniformi: la forma dei cristalli dipende dagli atomi di valenza e pertanto silicio e germanio, che sono tetravalenti, cristallizzano nella forma cubica (**figura 5 S**).

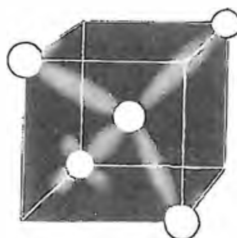


Fig. 5 S - Illustrazione tridimensionale di un monocristallo di silicio o di germanio, vale a dire di elemento con 4 elettroni di valenza. In centro un atomo, e su 4 degli 8 spigoli, altri nuclei atomici. Un elettrone di valenza dell'atomo centrale ruota oltre che attorno al suo nucleo, anche attorno ad uno degli atomi vicini e viceversa

(legami covalenti, **indicati dai raggi).**

Difatti, nel formare i cristalli, gli atomi tendono ad aiutarsi fra loro, per soddisfare le necessità d'equilibrio elettrico di ciascuno di essi;

distante rispetto ad altri 4 atomi, e si legherà a questi spartendo, con ogni suo vicino, un elettrone di valenza.

Questi intrecci nel reticolo cristallino sono detti « legami covalenti » e danno origine ad una struttura rigida. In certe sostanze, i legami covalenti sono così forti che nessun elettrone di valenza è libero di migrare. In certe altre sostanze, i legami non sono troppo vincolanti: le prime sostanze sono quindi decisamente degli isolanti; alle seconde, sotto certe condizioni, appartengono il silicio ed il germanio.

In proposito, occorre ricordare che il passaggio della corrente elettrica attraverso una sostanza, dipende dalla mobilità degli elettroni di valenza.

Temperatura e cristallo puro

Aumentare la temperatura di una sostanza significa, secondo la fisica, aumentare l'energia cinetica (di moto) delle sue molecole: in altre parole, ad un aumento della temperatura corrisponde una maggiore velocità nel movimento delle molecole, degli atomi, degli elettroni.

Nel silicio e nel germanio, alle basse temperature, l'energia cinetica è insufficiente per vincere i legami di covalenza del cristallo; quindi, se la temperatura è molto al di sotto di zero °C, applicando una differenza di potenziale ad una barretta di uno di questi elementi molto puro, non si osserva un apprezzabile passaggio di corrente.

A temperatura ambiente, invece, la stessa barretta perde le sue citate caratteristiche isolanti, e già a 25 °C, pur restando invariata la tensione data dalla pila, si riscontra il passaggio di una debole corrente.

Più cresce la temperatura e minore diviene la resistenza della barretta; è un comportamento evidentemente opposto a quello dei metalli, nei quali — ricordiamo — la resistenza elettrica aumenta in proporzione alla temperatura.

La citata particolarità detta « coefficiente di temperatura negativo » caratterizza i semiconduttori: se ne conoscono soltanto 13 e, quando essi sono molto puri vengono definiti **semiconduttori intrinseci.**

Le bande di energia

Il fenomeno suddetto è agevolmente spiegato dalla teoria delle « bande d'energia » secondo la quale, gli elettroni di un atomo non possono assumere che ben determinati livelli energetici.

In un cristallo, dove più atomi sono raggruppati, i livelli d'energia si allargano a causa delle interazioni fra gli atomi stessi ed assumono la forma di « bande d'energia »: una banda d'energia consentita (**valenza**) è quella in cui possono trovarsi elettroni, che invece sono assenti da una **banda proibita**, ma possono saltare ad una banda energetica superiore, che è quella **di conduzione** (**figura 6 S**).

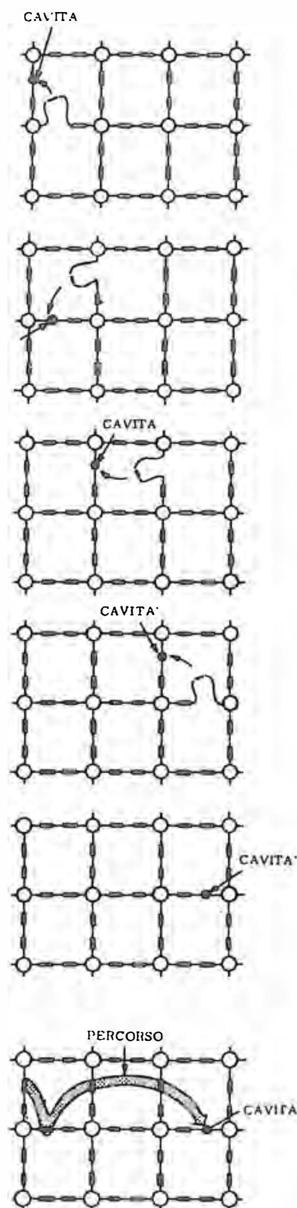


Fig. 7 S - Se per effetto di un'azione esterna (ad esempio, calore) un elettrone abbandona la banda di valenza e salta nella banda di conduzione, esso lascia una « lacuna » o « cavità ». Quest'ultima è costretta a muoversi perché, sempre per lo stesso effetto termico un elettrone di valenza, prossimo, va a riempirla creando così un'altra lacuna in altro posto. La figura mostra questi movimenti e, in ultimo, il percorso effettuato dalle cavità.

L'aumento di temperatura — ossia l'apporto di energia all'elettrone di valenza — permette che questo salti dalla banda di valenza a quella di conduzione, ed in tal caso, saltato via dal legame covalente, l'elettrone liberato può diventare un portatore di cariche, agevolando così, la conduzione della corrente.

Quindi, i semiconduttori intrinseci (ossia con un elevato grado di purezza) sono isolanti perfetti solo alla temperatura di zero assoluto (—276 °C) ma alle temperature maggiori di questa avranno una resistenza elettrica che diminuisce con l'aumento della temperatura.

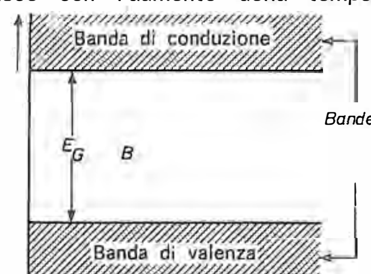


Fig. 6 S - L'azione tra gli atomi modifica i livelli d'energia: si creano tanti livelli quanti sono gli atomi livelli che si raggruppano in « bande di energia » (di conduzione e di valenza) separate da « B » (banda interdetta) la cui ampiezza dipende dal cristallo considerato.

L'elettrone, che per effetto della temperatura rompe un legame covalente ed è libero di migrare, diventa un « portatore di corrente ». Con questo termine si intende qualsiasi particella carica (quindi anche un atomo) che avendo perduto un elettrone è divenuto un **ione positivo**.

Cavità e loro movimento

Nel reticolo cristallino l'atomo è ben fissato, però l'elettrone che se ne è andato, ha lasciato un legame covalente incompleto, che viene chiamato **cavità** o **lacuna**.

Ovunque esista una cavità, ivi si trova una carica positiva; difatti, alla carica + 4 della parte interna dell'atomo, corrisponde un —3 degli elettroni di valenza rimasti al loro posto.

Si immagina, però, che in presenza di una cavità, un elettrone appartenente ad un atomo vicino, vada a riempirla, lasciando una lacuna nel posto dove era prima, ma questa lacuna sarà riempita da un altro vicino e così via.

Sebbene siano gli elettroni a spostarsi, il risultato è che la lacuna, che supponiamo si trovasse all'estrema sinistra, per questi spostamenti è finita all'estrema destra: quindi, in effetti, si è avuto lo spostamento da sinistra a destra di una carica positiva (**figura 7 S**).

Applicando la differenza di potenziale della pila ad un pezzetto di semiconduttore abbiamo quindi, due flussi: uno, più veloce, di elettroni

liberi, che corrono verso la parte cui è collegato il polo positivo; ed uno più lento, di lacune che progressivamente si riempiono di altri elettroni.

Lo spostamento delle lacune avviene dal positivo verso il negativo, quindi **in senso opposto a quello degli elettroni liberi.**

Semiconduttori estrinseci

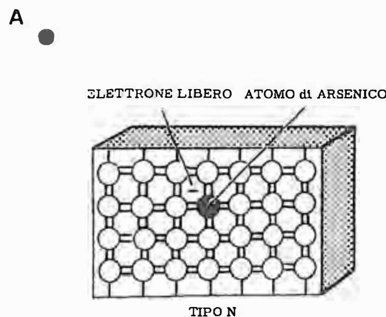
Finora abbiamo esaminato il comportamento elementare di semiconduttori aventi un certo grado di purezza; in pratica, vengono impiegati però semiconduttori differenziati, caratterizzati da una bassa resistenza elettrica anche a temperatura ambiente, grazie alla presenza delle impurità cui abbiamo fatto cenno, aggiunte volontariamente, durante il processo di lavorazione. Questa necessaria operazione di aggiunta di impurità è chiamata **drogaggio.**

S'impiegano due tipi diversi di impurezze: sostanze che hanno 5 oppure che hanno 3 elettroni di valenza.

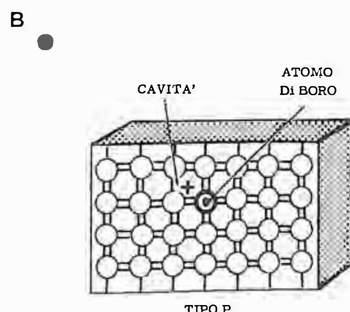
Al primo tipo appartengono elementi come il fosforo, l'antimonio, l'arsenico; nel gruppo delle seconde si trovano il boro, il gallio, l'indio.

Quando un elemento con 5 elettroni di valenza entra nel reticolo cristallino del germanio o del silicio, si completano i 4 legami di valenza richiesti per l'equilibrio, ed un quinto elettrone resta libero: si crea così, un semiconduttore estrinseco, con eccesso di elettroni liberi, chiamato di **tipo « n »** (**figura 8 S**, in **A**).

A



B



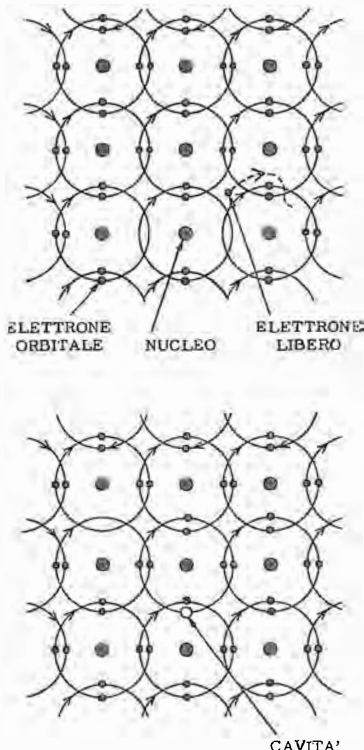


Fig. 8 S - Se ad un semiconduttore puro viene aggiunta un'impurità (drogaggio) la resistenza elettrica si abbassa. In « A » l'impurità aggiunta possiede 5 elettroni di valenza; in « B » solo 3. Nel primo caso si libera un elettrone (il semiconduttore viene definito di tipo « n ») e nel secondo caso si formano le cavità (semiconduttore tipo « p »).

Nel caso invece di impurità con 3 elettroni di valenza, nel reticolo cristallino del semiconduttore tetravalente (germanio o silicio) resta un posto vuoto, in quanto uno dei 4 legami covalenti non viene formato: abbiamo un semiconduttore estrinseco con molte lacune (o cavità) che viene chiamato di **tipo « p »** (figura 8 S, in **B**).

Le impurezze a 5 elettroni di valenza, che — abbiamo visto — producono il tipo **« n »**, vengono chiamate « donatori »; quelle a 3 elettroni, che creano il tipo **« p »**, sono dette « accettori ».

La quantità di impurezze droganti che cambia la fisionomia del semiconduttore è estremamente piccola; basta una parte d'impurezza su 10^8 di germanio, per ridurne la resistività da 70 Ω/cm ad 1 Ω/cm.

Si noti che, sebbene le sostanze droganti siano chiamate in gergo « impurezze », in effetti si tratta di elementi o composti di per sé purissimi.

Un semiconduttore estrinseco tipo « n » o « p » è caratterizzato solo da una bassa resistenza elettrica rispetto all'intrinseco, nient'altro: quindi se mediante una pila si applicano ad una barretta, le polarità in un senso o nell'altro, la corrente non ha variazioni: in ambo i casi gli elettroni vanno verso il polo positivo e le cavità migrano verso il polo negativo, da qualsiasi parte si trovi.

Giunzioni "pn"

Se uno stesso monocristallo viene drogato per metà con « donatori » e per l'altra metà con « accettori » al confine fra la « porzione n » e la « porzione p » si crea una **giunzione « pn »** che presenta interessanti proprietà (**figura 9 S**).

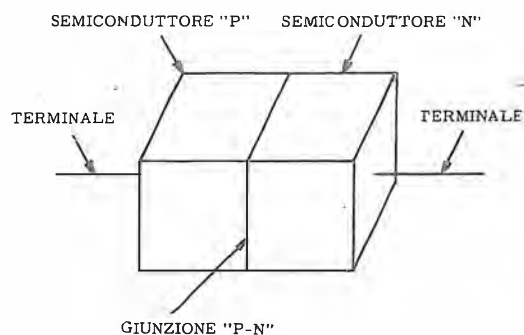
Per chiarire i concetti fondamentali, richiamiamoci un momento alla situazione di figura 8 S, in A, in cui vediamo una barretta drogata all'arsenico (tipo « n ») dove gli atomi di silicio non sono rappresentati, ma debbono essere immaginati come rigidamente inseriti nella struttura cristallina.

Nel tipo « n » abbiamo una certa quantità di elettroni liberi distribuiti casualmente.

Nel tipo « p » la situazione è analoga: gli ioni fissi sono ben inquadrati nel cristallo, le cavità sono libere di catturare gli elettroni in transito e quindi, come detto prima, si ha uno spostamento di cariche che simula il movimento delle cavità (figura 8 S, in B).

Vediamo ora cosa avviene quando le barrette « p » ed « n » fanno parte d'una struttura cristallina omogenea: in regione « n » il numero di cavità è basso (portatori minoritari), però vi sono molti elettroni (portatori maggioritari); in regione « p » esiste un'elevata concentrazione di cavità (maggioranza) e pochi elettroni liberi (minoranza).

La struttura cristallina continua permette nella terza condizione (figura 7 S), uno scambio di cariche: conseguentemente si verificherà una diffusione di cavità dalla regione « p » alla « n »



esse combinandosi con gli elettroni liberi, possono anche scomparire totalmente.

La stessa cosa accade agli elettroni: diffondendosi dalla regione « n » alla regione « p » scompaiono, in parte, per la ricombinazione con le cavità.

Questo processo di diffusione non è però totale: ad esso partecipano solo i portatori maggioritari di ogni regione che si trovano in vicinanza della frontiera ossia della giunzione.

In conclusione, la diffusione dei portatori maggioritari attraverso la frontiera determina la formazione di una carica vicino alla giunzione, che esercita una forza di repulsione tale da impedire che il processo di diffusione continui. In questa zona caratteristica, si costituisce una **carica spaziale** che determina una vera e propria **barriera di potenziale**.

Fino a quando non si presenta una perturbazione dall'esterno, la giunzione « pn » rimane nell'equilibrio iniziale dipendente da molti fattori, fra cui la natura del semiconduttore, la percentuale di drogaggio, la temperatura ambiente.

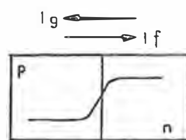
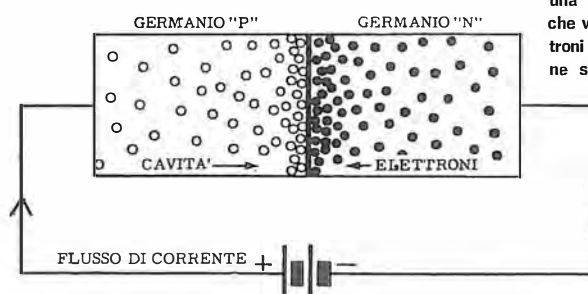


Fig. 9 S - Se una barretta viene drogata differentemente (in tipo « p » ed in tipo « n » nelle sue due metà) si verifica tra le due zone uno scambio di cariche nei due sensi, sia di elettroni che di cavità; ciò però non in grado totale: si forma infatti, ad un certo momento, una carica spaziale che determina una barriera di potenziale **messa in evidenza nel secondo disegno.**

Polarizzazione diretta



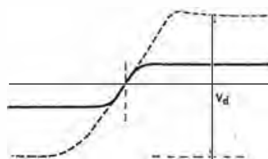


Fig. 10 S - Collegando ora alla giunzione una pila col polo positivo alla zona « p » ed il negativo alla zona « n » (polarizzazione diretta) **la barriera di potenziale** Vd **(tratteggiata) si abbassa (tratto continuo); si forma una** corrente di conduzione **che vede le cavità e gli elettroni spinti verso la giunzione stessa.**

La polarizzazione diretta della giunzione « pn » si ottiene collegando il polo positivo di una pila al semiconduttore tipo « p » ed il polo negativo al semiconduttore « n » (**figura 10 S**).

Mentre la tensione esterna, partendo da zero, viene aumentata, un numero sempre maggiore di cavità è spinto verso la giunzione dalla carica positiva del reoforo; mentre un numero sempre maggiore d'elettroni della regione « n » viene pure spinto verso la giunzione.

La prima conseguenza è l'abbassamento della barriera di potenziale, come si vede in figura.

Questa barriera, che prima aveva un'altezza definita dalla natura del semiconduttore, si riduce ora ad un livello tanto più basso quanto maggiore è la tensione della pila.

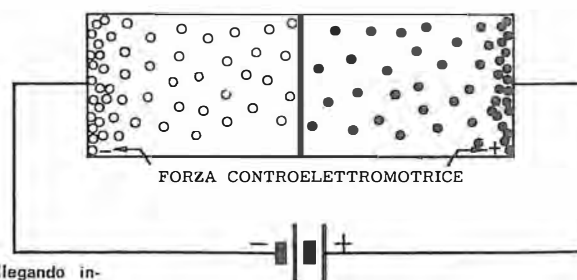
Attraverso la giunzione si ha quindi una corrente che aumenta rapidamente anche per piccoli incrementi della tensione esterna; questa corrente è detta **corrente di conduzione** ed al limite, se la tensione esterna è troppo alta, né vi è una resistenza limitatrice in serie, la corrente riscalda eccessivamente la giunzione ed il semiconduttore fonde: la massima temperatura ammessa per il silicio è 200 °C; è soltanto di 85 °C per il germanio.

Polarizzazione inversa

Se si invertono i poli della pila come in **figura 11 S** la giunzione si dice polarizzata in senso inverso: gli elettroni sono attirati dal polo positivo, le cavità si formano in maggior numero al polo negativo.

Di conseguenza, i portatori maggioritari sono allontanati dalla giunzione e la regione di carica spaziale si allarga; la barriera di potenziale si innalza (figura 11 S); è sufficiente una tensione esterna molto piccola per arrestare completamente la diffusione dei portatori maggioritari attraverso la frontiera.

Esiste però, una piccola corrente dovuta ai portatori minoritari di ognuna delle due regioni



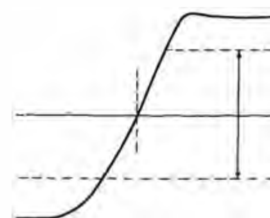
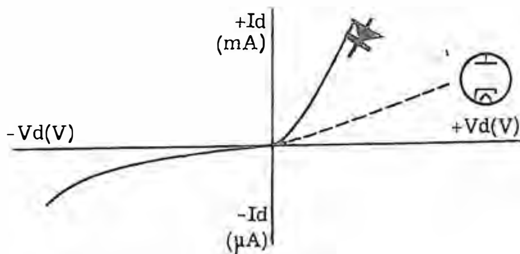


Fig. 11 S - Collegando invece, la pila con polarità opposta a quella citata si ha la polarizzazione inversa: **in questo caso gli elettroni sono attirati dal polo positivo e le cavità si creano in numero maggiore presso il polo negativo. La barriera di potenziale, come si vede, si eleva; rimane però una debole** corrente inversa.

che, fra l'altro, è pressoché costante all'aumentare della polarizzazione inversa: a temperatura

ambiente questa « corrente inversa di saturazione » è di alcuni nanoampère per il silicio, ma è maggiore per il germanio (ciò dipende dal fatto che la barriera di potenziale naturale è maggiore nel silicio che nel germanio). Quando la giunzione « pn » non è polarizzata in nessun modo, tale barriera di potenziale è 0,65 V circa, per il silicio, e circa 0,35 V per il germanio.

Raddrizzatori a semiconduttore



ANODO

CATODO

Fig. 12 S - Simbolo di una giunzione (diodo) e confronto della sua curva di comportamento tensione-passaggio della corrente di conduzione (Id) nei confronti di ciò che avviene in un diodo a valvola.

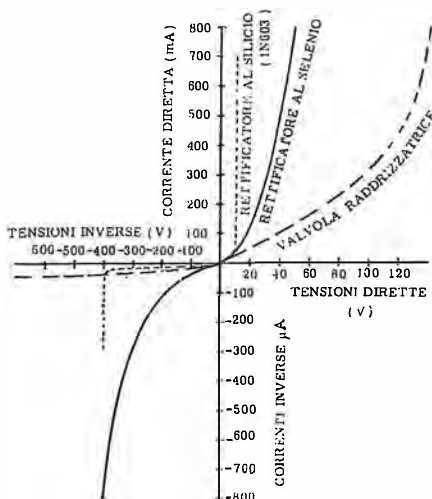


Fig. 13 S - Quanto visto sopra, illustrato con maggiore dettaglio mette in evidenza tra l'altro, che i rettificatori a semiconduttore per polarizzazione inversa presentano una corrente inversa (quadrante in basso, a sinistra) degna di considerazione, corrente che è assente invece con la valvola.

Il comportamento della giunzione « pn » in condizioni di polarizzazione diretta ed inversa, richiama alla memoria il comportamento del diodo termoionico di cui si è detto a suo tempo.

In effetti, i diodi a semiconduttore (simbolo in **figura 12 S**) sono in maggioranza costituiti da una giunzione « pn » e si comportano come raddrizzatori delle correnti alternate; essi cioè, presentano — come già sappiamo — una bassa resistenza alla corrente nel senso della conduzione ed una resistenza altissima in senso inverso. Rispetto ai diodi a valvola, un grande loro pregio è rappresentato dalla assenza di filamento; oltre a ciò, si osserva che la resistenza di conduzione risulta minore di quella del diodo a vuoto, per cui vi è un rendimento più alto, e minore è l'energia perduta sotto forma di calore.

Mentre nella valvola la corrente anodica aumenta **progressivamente** con l'aumentare della tensione (**figura 13 S**), nel diodo a semiconduttore la corrente di conduzione sale **rapidamente** anche per piccoli incrementi di tensione; diciamo allora, che nel diodo a vuoto la caratteristica è lineare per una buona parte della curva, mentre per il diodo a semiconduttore essa ha un andamento esponenziale.

Queste caratteristiche favorevoli hanno fatto sì che in pochi anni, tutte le funzioni del diodo a vuoto siano state assunte dal diodo a semiconduttore, anche se quest'ultimo ha per suo conto, proprie limitazioni.

Infatti, avendo dimensioni molto minori di quelle della valvola, il diodo a semiconduttore ha problemi di dissipazione del calore, quando raddrizza forti correnti; però, dato che la superficie di 1 cm² (silicio) ammette una densità di corrente di 100 A e, d'altra parte, la resistenza di conduzione è bassissima, il calore prodotto non è eccessivo e solo in casi eccezionali occorre uno speciale raffreddamento.

Il problema della limitata tensione inversa è più serio; nel raddrizzare tensioni alternative, la tensione picco-inversa (cioè quella che si manifesta nel semiperiodo di interdizione) può essere il triplo della tensione nominale (ossia quella da raddrizzare). Poiché la giunzione difficilmente ammette tensioni maggiori di 1 600 V, si rimedia all'inconveniente producendo raddrizzatori costituiti da diversi diodi in serie.

Il diodo a giunzione poi, non si presta al raddrizzamento di correnti alternate di frequenza molto alta e ciò a causa della capacità della giunzione.

La capacità della giunzione

Ricordando quanto detto a proposito della capacità griglia-catodo della valvola, vogliamo sottolineare il fatto che due conduttori, anche se non metallici, separati da un elemento ad alta resistività (che può anche essere un isolante), formano un condensatore.

Quando la giunzione « pn » è polarizzata inversamente, nella regione di frontiera è presente una carica spaziale, priva di portatori mobili; in essa, quindi, la resistività è molto alta. Ai due lati opposti si trovano invece, due parti di semiconduttore a bassa resistività, che hanno cariche di polarità contraria.

Da questo discende che la giunzione ha una certa capacità, e quindi, se la frequenza è alta, nella semionda in cui non scorre corrente per effetto dell'alta barriera di potenziale, circola egualmente corrente per effetto della bassa reattanza capacitiva.

I diodi per frequenze molto alte, invece di essere a giunzione, sono perciò del tipo metallo-semiconduttore, come vedremo più avanti. Qui, è interessante osservare il comportamento della capacità in regime di polarizzazione inversa ottenuta con una tensione continua (figura 11 S): una diminuizione della tensione produce una riduzione della larghezza della regione di carica

spaziale (barriera di potenziale) mentre un aumento della tensione esterna fa allontanare i portatori maggioritari delle due zone: « p ed n » (**figura 14 S**).

Quindi, le superfici cariche sono più vicine o più lontane, in funzione della tensione di polarizzazione inversa: poiché la capacità di un condensatore varia se si avvicinano o si allontanano le due armature, che hanno cariche di segno opposto, la giunzione « pn » può essere impiegata anche come condensatore variabile in cui la capacità diminuisce all'aumentare della polarizzazione inversa.

Sfruttando questo principio, il diodo a semiconduttore, trattato opportunamente, diviene un condensatore variabile a comando elettrico, chiamato Varicap o Varactor, suscettibile di un numero infinito di interessanti applicazioni (è largamente impiegato nei sintonizzatori per televisori), che vedremo più avanti.

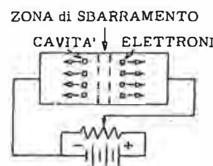


Fig. 14 S - Il disegno ripete ciò che si è visto a proposito degli effetti di una polarizzazione inversa (figura 11 S) e segnala la zona di sbarramento, che ha diversa ampiezza in relazione alla tensione applicata; in altre parole, il tutto costituisce un condensatore il cui dielettrico può essere variato (variando la tensione) nello spessore, ciò che vuol dire variazione di capacità.

Scarica a valanga

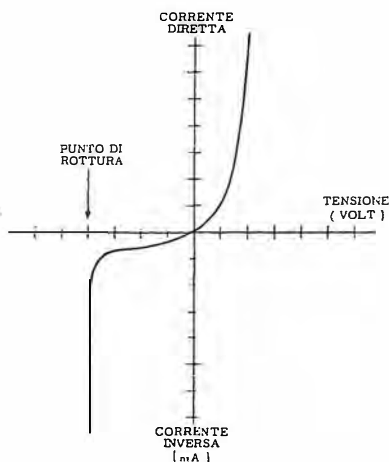


Fig. 15 S - Caratteristica tensione-corrente del diodo al silicio.
La tensione inversa critica è (vedi zona grigia) identificata dal punto di rottura **dopo del quale ha inizio** la scarica a valanga.

Dalla caratteristica della **figura 15 S** si osserva che la tensione di polarizzazione inversa non può essere aumentata indefinitamente: ad un certo livello di tensione si arriva bruscamente al **punto di rottura**, detto anche « valore della tensione inversa di scarica ». Superato questo limite, la corrente inversa comincia ad aumentare vertiginosamente ed assume ampiezze tali da portare alla distruzione del diodo, a meno che, in serie ad esso non venga posta una resistenza limitatrice.

Il fenomeno, detto **scarica a valanga** è dovuto al seguente meccanismo: anche in regime di tensione inversa si ha un debole passaggio di corrente, dovuto ai portatori minoritari; da essi dipende quella che abbiamo definito dianzi « corrente di saturazione ».

La velocità dei portatori minoritari dipende dalla tensione totale alla giunzione e dalla mobilità dei portatori; quando si arriva al punto di rottura, la tensione è così alta che i portatori minoritari, fortemente accelerati, hanno energia sufficiente per « strappare via » dagli atomi del reticolo cristallino, elettroni di valenza, normalmente trattenuti dai legami covalenti.

Si creano così nuovi portatori, e si innesca una reazione a catena: di conseguenza la corrente aumenta fortemente, anche se vi è solo un piccolo aumento di tensione, fino ad assumere l'andamento di una vera e propria scarica detta appunto « a valanga ».

La scarica a valanga, temuto inconveniente nei diodi raddrizzatori, che evidentemente non possono essere protetti da una resistenza in serie, può invece essere controllata in modo da non produrre effetti distruttivi, in altre applicazioni.

Una delle più importanti, è la regolazione della tensione che alimenta un circuito elettronico: il diodo viene collegato in parallelo, fra i poli positivo e negativo dell'alimentatore, a valle di una resistenza in serie (**figura 16 S**).

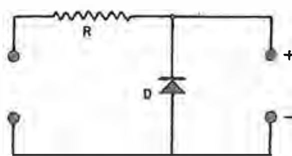


Fig. 16 S - L'effetto scarica a valanga dovuto alla tensione inversa può essere utilizzato, se opportunamente controllato nei suoi valori; all'uopo è necessario che al diodo realizzato per tali scopi (diodo Zener) venga avviata la tensione prevista tramite una resistenza di caduta (R) di sicurezza.

La tensione non regolata deve essere maggiore, ovviamente, di quella regolata che si richiede, e la resistenza « R » viene calcolata in modo che, tenuto conto dell'assorbimento del circuito elettronico, permetta anche una corrente inversa nel diodo. Quest'ultimo lavora sempre in conduzione a valanga, ma la sua corrente inversa non può aumentare, altrimenti la maggior caduta nella resistenza fa abbassare la tensione di rottura e la conduzione si riduce a quei pochi microampère della normale saturazione.

Poiché la tensione di rottura è ben definita dalle caratteristiche e dal drogaggio del semiconduttore, la tensione regolata ha una considerevole precisione; i diodi impiegati per questa particolare applicazione prendono il nome di « Zener » dal nome della persona che ha studiato i fenomeni inerenti la giunzione polarizzata inversamente.

I diodi Zener sono differenziati dalla potenza dissipabile (e quindi dalla massima corrente ammissibile), nonché dalla « tensione di rottura » o tensione Zener, che praticamente è compresa, nei modelli correnti, fra 3,6 V e 200 V.

Influenza della temperatura

L'aumento della temperatura, traducendosi in un incremento di energia ha, come conseguenza, l'aumento del numero di elettroni liberi e di cavità.

Perciò, al crescere della temperatura anche una tensione inversa minore produce una corrente inversa maggiore: ad esempio, nel silicio, un aumento di 10 °C rispetto alla temperatura ambiente di riferimento (25 °C) porta ad un raddoppio della corrente inversa; mentre a corrente costante, la tensione si abbassa di 2mV/°C.

Per questo motivo, nei regolatori di tensione a diodo Zener, quando occorre una tensione molto precisa, si deve provvedere ad una for-

ma di compensazione degli effetti della temperatura.

Per quanto concerne la corrente di conduzione diretta, invece, la diminuizione della resistenza con l'aumento della temperatura dipende da numerosi fattori: in primo luogo, in un conduttore drogato (come il silicio tipo « n ») il contenuto di elettroni liberi dovuto alla sostanza donatrice è di gran lunga maggiore del numero di elettroni di valenza che passano alla banda di conduzione per effetto dell'aumento della temperatura; il rapporto può essere anche di 100 mila a uno.

Poiché il numero dei portatori prodotti dall'impurezza non dipende dalla temperatura, entro certi limiti, la corrente di conduzione diretta rimane pressoché costante, quindi la resistività diminuisce molto lentamente, al crescere della temperatura.

Inoltre, la variazione della resistività dipende anche dalla natura del semiconduttore; difatti essa è legata anche, alla **mobilità** dei portatori di cariche, ossia dalla facilità con cui elettroni e cavità si spostano nel cristallo.

La mobilità delle cavità è molto inferiore a quella degli elettroni: invero, è più facile lo spostamento di un elettrone libero nella banda di conduzione, che non quello di un elettrone di valenza in successive cavità.

Nei semiconduttori drogati, la mobilità degli elettroni è pertanto indipendente dalla larghezza della « banda proibita » (figura 6 S); difatti, esprimendo la mobilità in cm^2/Vs (centimetri quadrati per volt secondo) abbiamo le seguenti grandezze: Germanio = 4 000; Silicio = 1 400; Arseniuro di Gallio = 5 500.

Il salto di energia per formare elettroni liberi è di 0,7 eV per il germanio, di 1,1 eV per il silicio e di 1,4 eV per l'arseniuro di Gallio.

La mobilità degli elettroni è un fattore importante quando la frequenza in gioco è altissima: per questo motivo il GaAs, meglio del silicio, si presta nelle applicazioni per microonde e nella costruzione di diodi ad altissima velocità di commutazione.

Riguardo alla piccola diminuizione della resistività per un certo aumento di temperatura (caso tipico il silicio, nel quale entro il campo da 0 °C a 200 °C la resistività varia di pochissimo) occorre osservare che al crescere della temperatura aumenta la vibrazione dei nuclei atomici, e queste vibrazioni all'interno del cristallo rallentano il movimento dei portatori; in altre parole, ostacolano la mobilità degli elettroni.

Questa particolarità del diverso comportamento del silicio in regime di conduzione diretta e conduzione inversa, viene sfruttata praticamente per ottenere la compensazione dei diodi Zener di cui si è detto, quando sia richiesta una grande indipendenza fra tensione regolata e temperatura ambiente.

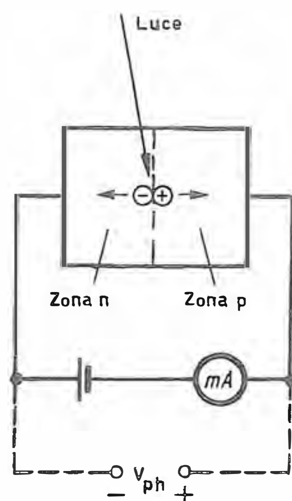


Fig. 17 S - L'energia luminosa incidente su di una giunzione polarizzata inversamente) è sufficiente per far passare gli elettroni di valenza della banda di conduzione e produrre in tal modo una tensione (V_{ph}): elettroni liberi e cavità; è in effetti, il funzionamento del fotodiodo.

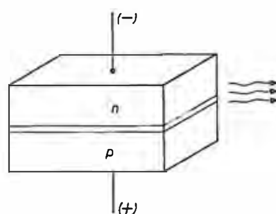


Fig. 18 S - Inversamente a quanto si verifica con la disposizione di cui alla figura precedente, inviando tensione si può dar luogo ad emissione di luce (o di altre radiazioni); è il caso dei diodi LED. La polarizzazione deve essere diretta. Poiché la luce è coerente (lunghezza d'onda definita) si può parlare di diodi Laser.

Assorbimento emissione di luce

Anche l'energia luminosa, investendo una giunzione « pn » scoperta, fa aumentare la generazione di coppie elettroni-cavità.

Il fenomeno si evidenzia quando la giunzione è polarizzata inversamente: allora, sotto l'azione della tensione inversa — l'apporto di energia luminosa (**fotoni**) — incrementa la produzione di coppie elettroni-cavità, che, separate nella zona della « barriera di potenziale », vengono sospinte in direzioni opposte (**figura 17 S**).

In particolare, gli elettroni sono sospinti verso la parte « n » e le cavità verso la porzione « p ». In tal modo si incrementa la debole corrente inversa: chiamata in questo caso « corrente di oscurità », e l'aumento è proporzionale alla intensità della luce incidente.

La somma della corrente di oscurità, più quella prodotta dai fotoni di energia viene chiamata « corrente d'illuminazione » ed il diodo così utilizzato è noto come **fotodiodo**.

Con un processo inverso, quando si verifica la ricombinazione, e gli elettroni vanno allora a riprendere il loro posto nelle cavità, si ha emissione d'energia in forma di calore, di radiazioni infrarosse o di luce visibile (diodi **LED**: **figura 18 S**).

Difatti, se occorre spendere energia per fare saltare elettroni di valenza nella banda di conduzione, è lecito che — riportando gli elettroni nella banda di valenza — si renda disponibile l'energia che ha prodotto la ionizzazione.

Il fenomeno è sempre presente in forma di calore: per ottenere radiazioni luminose è necessario un salto d'energia adeguato; i composti di Gallio sono i più idonei allo scopo, perché nel gallio, l'energia per passare dalla banda di valenza a quella di conduzione è maggiore che non nel germanio e nel silicio (1,43 volt-elettrone).

Il diodo all'arseniuro di gallio, polarizzato nel senso della conduzione, emette radiazioni infrarosse; con l'aggiunta di fosforo, le radiazioni hanno frequenza più alta e si ha luminescenza nella gamma dei rossi. Con l'aggiunta di altre sostanze, a seconda delle percentuali, si produce luminescenza dal rosso all'arancio, al giallo ed al verde. Con difficoltà e scarso rendimento, si è ottenuta anche luminescenza blu.

Il concetto della quantità di energia necessaria per consentire all'elettrone di passare dalla banda di valenza a quella di conduzione, ci porta a considerazioni qualitative sui diversi semiconduttori: ad esempio, il germanio, che richiede solo 0,7 eV, sarà un efficiente rivelatore fotoelettrico, ma più sensibile all'aumento della temperatura del silicio che richiede 1,1 eV.

Quest'ultimo è pure un buon rivelatore fotoelettrico, ma in generale i diodi al silicio sono meno sensibili agli effetti sfavorevoli dovuti all'aumento della temperatura, che non i diodi al germanio.

Comportamento dinamico

La diffusione di portatori di cariche nella giunzione « pn » è accompagnata da una accumulazione di cariche: passando dallo stato di interdizione a quello di conduzione, la commutazione non avviene istantaneamente in quanto la « vita » dei portatori di cariche accumulati, dura un certo tempuscolo, che prende il nome di **ritardo di commutazione**.

I ritardi di commutazione nei diodi al silicio impiegati per raddrizzare le correnti alternate variano, a seconda della geometria della giunzione e della percentuale di drogaggio, dal millisecondo al microsecondo.

Per le A.F. sono necessari diodi di costruzione particolare, ma il ritardo di commutazione dà inconvenienti anche in certe applicazioni alla frequenza di 50 Hz. Il caso tipico è rappresentato dai raddrizzatori per tensioni maggiori di 800 V; in queste applicazioni, per ottenere le caratteristiche desiderate, si mettono diversi diodi in serie.

Tanto il ritardo di commutazione, quanto la tensione inversa di rottura (figura 15 S) differiscono da un esemplare all'altro, anche per diodi dello stesso modello.

Una accurata scelta dei singoli pezzi per formare la serie risulta alquanto dispendiosa, pertanto la soluzione migliore che si consiglia all'autocostruttore è quella di porre in parallelo a ciascun diodo della serie, un piccolo condensatore ceramico da 10 nF la cui tensione di lavoro non sia inferiore a quella del diodo, ed un resistore da 470 kΩ.

La capacità, sebbene piccola, fa passare l'impulso prodotto dai diversi tempi di commutazione; la resistenza in parallelo stabilisce, con le altre, la porzione di alta tensione ai capi del diodo e mantiene la ddp-inversa, ai suoi capi, al di sotto della tensione di rottura.

In mancanza di questi componenti aggiunti, non è infrequente il caso di avaria dell'intera serie: difatti, un diodo più veloce degli altri, viene interdetto prima e si trova soggetto ad una tensione più alta per qualche istante; la ripetizione di questi « stress » lo portano alla rottura; essendo allora uno degli elementi in corto-circuito, tutta la tensione viene suddivisa fra i restanti, che prima o poi, vanno fuori uso.

Cenno ai processi di produzione

I fenomeni elettrici descritti finora dipendono dal comportamento della giunzione « pn », ma sono modificabili entro una vasta gamma di valori assoluti in dipendenza delle differenti concentrazioni di impurezze nelle due parti drogate, rispettivamente, mediante « donatori » ed « accettori ».

Altrettanto dicasi per la « vita » dei portatori di cariche; anch'essa è modificabile mediante l'aggiunta di additivi, che non sono droganti, ma si comportano come centri di ricombinazione: un additivo molto impiegato per ottenere tempi di commutazione ridottissimi, è l'oro.

Lo spessore degli strati di semiconduttore « p » ed « n » influisce in una certa misura sul tempo di commutazione.

La concentrazione, rigorosamente controllata di donatori ed accettori nel substrato, si ottiene con elaborati processi, di cui faremo un rapido esame, salvo riprenderli in considerazione nelle prossime lezioni a proposito dei transistori e dei circuiti integrati.

Riguardo ai substrati (semiconduttori intrinseci) il più impiegato è il Silicio che ha numerosi pregi e fra l'altro, come abbiamo detto, sopporta temperature di lavoro più alte; il Germanio viene sempre meno impiegato, salvo che per quelle particolari applicazioni nelle quali le sue caratteristiche insostituibili sono richieste: ricordiamo difatti, che il germanio presenta una grande mobilità nelle cariche, ed il salto d'energia per formare elettroni liberi è il più basso fra i materiali impiegati.

L'Arseniuro di Gallio, talvolta con l'aggiunta di fosfori, viene impiegato nei diodi luminescenti, ma sta anche acquistando una importanza crescente in particolari dispositivi per UHF/SHF.

Formazione delle giunzioni "pn"

I metodi più usati per la produzione di giunzioni sono quattro: per lega; per diffusione; planare-epitassiale; per bombardamento ionico.

— **1** - Il metodo di lega è stato uno dei primi adottati.

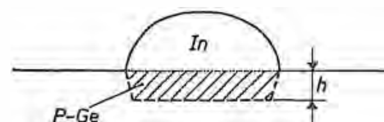


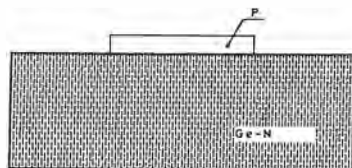
Fig. 19 S - Metodo per lega. **Sul germanio di tipo N (zona grigia) viene depositata una minuscola goccia di indio (In) che, riscaldata a 500 °C circa, liquefacendosi penetra (vedi «h») e crea una regione P in quanto l'indio è un elemento accettore.**

Nel vecchio procedimento, sulla piastrina di semiconduttore estrinseco « tipo n » si applicava una goccia minutissima di materiale accettore, come l'indio.

Il tutto era portato ad una temperatura fra i 400 °C ed i 600 °C: col raffreddamento si otteneva un'area di conduzione « p » e la zona intermedia fra quest'area ricristallizzata e l'altra rimasta incorrotta, formava la giunzione « pn » (**figure 19** e **20 S**).

La superficie interessata e il grado di penetrazione del materiale « p », dipendevano strettamente dal ciclo temperatura-durata del processo di lega. Lo scarto era altissimo; per questo motivo il processo è stato abbandonato.

Sullo stesso principio si basa però, la produzione delle giunzioni metallo-semiconduttore, attualmente adottate per diodi speciali.



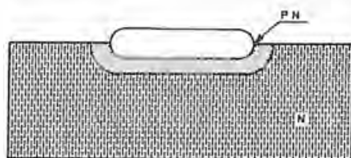


Fig. 20 S - Ancora il metodo per lega, già visto alla figura precedente. In alto, la prima fase, ossia il deposito del materiale P sul tipo N e, sotto, la lega ottenuta per effetto del calore, ove è indicata la zona di giunzione (PN).

— 2 - Nel processo per « diffusione » di sostanze solide, si ha un controllo più preciso della concentrazione delle impurezze.

La base, o substrato, è costituita da una piastrina di semiconduttore tipo « n » che viene portata ad una temperatura di processo da 1 000 a 1 300 °C, in atmosfera a forte concentrazione di sostanza drogante « p », allo stato gassoso.

L'impurezza penetra nella struttura cristallina del silicio, per effetto della elevata temperatura: la concentrazione, massima in superficie, diminuisce gradualmente verso l'interno.

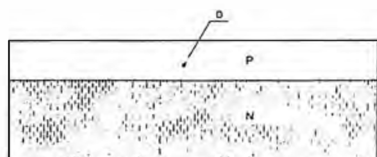


Fig. 21 S - Metodo per diffusione. La pastiglia di semiconduttore (silicio) di tipo N è portata ad elevata temperatura ed esposta al materiale drogante che è in forma gassosa; le impurità si diffondono nel cristallo sino ad una determinata profondità, all'altezza della quale si forma la giunzione. « D » indica lo strato diffuso.

Lo spessore della zona « p » ottenuta con questo processo dipende, come nel caso precedente, dalla funzione temperatura-tempo, ma è determinabile con maggiore accuratezza (**figura 21 S**).

Si arresta il processo quando all'interno (ossia, almeno a 3 μ dalla superficie) la concentrazione di « p » eguaglia quella del substrato « n »: al confine fra le due zone di tipo opposto, ma d'eguale concentrazione, si costituisce la giunzione « pn ».

— 3 - Col procedimento planare, viene ottenuta una migliore geometria della giunzione « pn ».

Nella prima fase viene fatto depositare uno straterello di ossido di silicio sulla piastrina di semiconduttore tipo « n ».

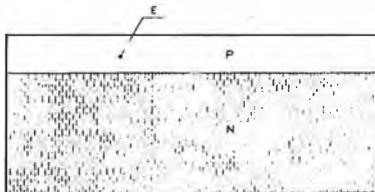


Fig. 22 S - Metodo epitassiale. Sul substrato di silicio tipo N, alla temperatura di 1200 °C viene proiettato un gas (ad esempio di tetracloruro di silicio) che forma, per accrescimento, uno strato di tipo P (secondo le esigenze). In figura, « E » indica lo strato ottenuto, appunto, per accrescimento.

Successivamente, su questo straterello protettivo (dello spessore di circa 1 μ), con procedimento di fotoincisione vengono praticate delle aperture attraverso le quali penetrerà la impurezza « p » col processo di diffusione gassosa.

L'ossido di silicio con finestre, si comporta come una « maschera » che consente un migliore controllo della diffusione del drogante « p »: il processo di diffusione viene arrestato quando la concentrazione del « p » a 3 μ sotto la superficie eguaglia la concentrazione originaria di « n »; come nel processo di dianzi, in questa zona, sotto l'ossido di silicio si costituisce la giunzione « pn ».

Il procedimento epitassiale-planare, costituisce un miglioramento del semplice processo planare (**figura 22 S**).

La parola « epitassiale » va interpretata come **sovrapposizione**, dal greco: « epi » = sovra; « taxis » = posizione.

Il procedimento epitassiale ha lo scopo di ridurre a bassi valori la resistenza di conduzione del diodo completo: difatti, nel processo planare la zona « p » si forma per diffusione su una piastrina di materiale drogato « n » che ha lo spessore non inferiore a 200 μ; generalmente per avere le caratteristiche desiderate, la concentrazione di « n » non è alta, quindi uno spessore di 200 μ presenta una resistività piuttosto elevata.

Col procedimento epitassiale, si usano piastrine di 200 μ che hanno un forte drogaggio « n » e quindi resistività bassissima. Sulla piastrina si fa crescere ad alta temperatura, in atmosfera satura di drogante « n », uno straterello che riproduce fedelmente la struttura cristallina della piastrina di substrato a bassa resistenza; però la concentrazione dello straterello aggiunto, ha un limitato tenore di drogante « n » e quindi — in altre parole — ha le caratteristiche della vera zona « n » che si desidera produrre.

Dopo la crescita epitassiale della zona « n » a circa 6 μ di spessore, ha inizio il processo planare vero e proprio, secondo fasi precedentemente descritte: deposizione dell'ossido di silicio; apertura delle finestre; diffusione della impurezza « p » (che penetra per 3 μ); formazione della giunzione simmetrica.

I diodi a giunzione epitassiale hanno una bassissima resistenza di conduzione quindi, minore potenza trasformata in calore, anche se le correnti sono forti.

Sulla faccia inferiore del substrato fortemente drogato (chiamato N^+) e sulla superficie opposta (ossia sullo strato tipo « p ») viene applicata la metallizzazione, che permette di ottenere un attacco dei reofori su ampia superficie.

La maggior parte dei diodi a giunzione vengono oggi prodotti appunto, col metodo epitassiale-planare.

— 4 - Bombardamento ionico: è una variante del processo planare-epitassiale.

Le impurezze, invece di penetrare per diffusione gassosa ad alta temperatura, nel substrato, attraverso le finestre della maschera ad ossido di silicio, vengono « sparate » entro il materiale, mediante un bombardamento di ioni fortemente accelerati.

Gli ioni del drogante « p » sono accelerati da potenti campi elettrostatici, e, il preciso controllo del drogaggio avviene misurando la corrente di radiazione, proporzionale alla quantità di atomi bombardati.

A parte il fatto che il bombardamento avviene in atmosfera normale ed a temperatura ambiente, un altro vantaggio del processo è la grande uniformità delle caratteristiche dei singoli esemplari prodotti.

Nel processo per diffusione, la percentuale di drogaggio è influenzata da parametri difficilmente controllabili, come le diversità di assorbimento del drogante da parte del substrato, e la variabilità degli effetti fisico-chimici che si manifestano sulla superficie del substrato nella fase d'assorbimento del drogante allo stato gassoso.

Il bombardamento ionico delinea sviluppi promettenti; con un processo di questo tipo, si producono attualmente i migliori dispositivi per la ricezione delle UHF: amplificatori a bassissimo rumore interno.

Identificazione dei terminali

Sappiamo oramai da tempo che la parte triangolare di figura 12 S rappresenta l'anodo; essa è pertanto quella che va collegata al polo positivo, per ottenere lo stato di conduzione.

La identificazione dei terminali in base all'aspetto esteriore dipende (**figura 23 S**) dalla costruzione: per i piccoli diodi in custodia di vetro, il catodo può essere indicato da un punto colorato; nelle custodie di plastica cilindriche (prime 2 illustrate) il catodo è indicato dalla striscia colorata, ovvero dalla estremità arrotondata. Per i diodi di maggiore dimensione (che raddrizzano 1 A e oltre), il catodo è dalla parte del fondello piatto di diametro maggiore. Per i diodi più grandi, con gambo a vite, l'anodo può essere indicato dal triangolo, oppure dalla lettera « A ».

In caso dubbio, ed anche per accertare se il diodo è efficiente, si ricorre all'ohmmetro; però, prima occorre identificare il puntale dello strumento cui corrisponde il positivo della pila in esso incorporata (**figura 24 S**).

Si mette lo strumento su una scala alta (come, ad esempio, 100 kΩ), poi si toccano con i puntali dell'ohmmetro, le estremità di una pila da 1,5 V.

— Se la lancetta segna una certa resistenza (come 10 kΩ) le polarità dei puntali corrispondono a quelle della pila.

— Se la lancetta segna una certa resistenza strema destra, come per indicare un cortocircuito, allora la polarità dei puntali è opposta rispetto a quella della pila.

Identificata la polarità dei puntali — non è infrequente il caso che operando come ohmmetro, il « tester » abbia il filo rosso che corrisponde al negativo della sua pila interna — si esegue la prova del diodo come indicato in **figura 25 S**.

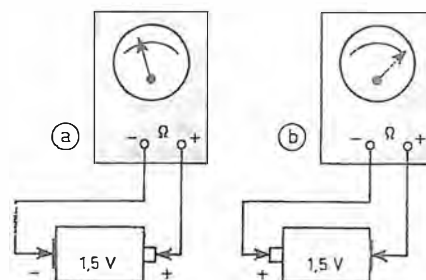


Fig. 24 S - **Prima di impiegare l'ohmmetro per il controllo dei diodi si deve accertare la polarità dei puntali, ricorrendo ad una pila. Nel caso di lettura di alta resistenza (a) le polarità coincidono; in caso contrario (b) si ha lettura di resistenza zero.**

Restando sulla scala 100 kΩ: se il positivo dell'ohmmetro corrisponde all'anodo del diodo si legge una resistenza bassa, che però, nel caso d'un diodo a punta di contatto può essere anche 500 ohm. Se, invertendo i puntali, la lancetta non si muove o si muove appena, siamo sicuri che il diodo è efficiente; difatti la resistenza inversa, in ogni caso non sarà inferiore da 1 000 a 200 volte quella nel senso di conduzione.

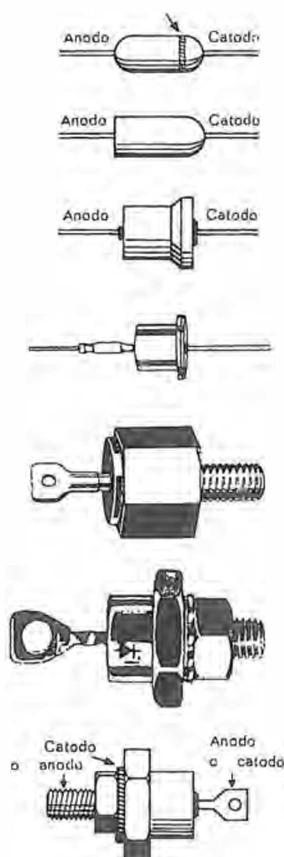


Fig. 23 S - **Aspetto esteriore di comuni diodi a semiconduttore. Le dimensioni dipendono dalla potenza. Applicando la polarità negativa al termine** (catodo) **si ha la conduzione; l'altro terminale è** l'anodo.

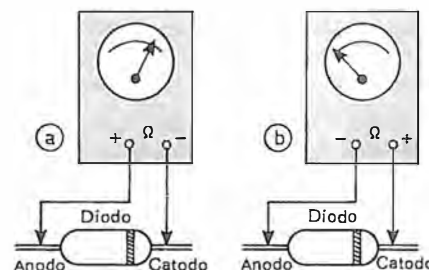


Fig. 25 S - **Una lettura di bassa resistenza ohmica (a) significa conduzione, ciò che indica come terminale dell'« anodo » quello cui è applicato il puntale positivo; invertendo i puntali si deve leggere una resistenza elevata.**

Con un diodo del tipo a giunzione come il terzo indicato nella figura 23 S, si può usare anche una scala di resistenze più basse; allora, leggeremo soltanto 20 ohm in conduzione diretta, ma quella inversa sarà molto più alta, ad esempio 400 000 ohm. Comunque, è bene usare nelle due prove la stessa scala di sensibilità dell'ohmmetro, per un sicuro accertamento dell'efficienza del diodo.

Evoluzione tecnologica

Un tempo i diodi erano impiegati solo per il raddrizzamento delle correnti alternate: si faceva un largo impiego di diodi a valvola e solo poche erano le applicazioni dei diodi cosiddetti « a secco », come quelli ad ossido di rame o di selenio, per il raddrizzamento di basse tensioni. L'impiego di diodi a galena o carborundum per la rivelazione di segnali radio, era limitato a certe applicazioni dilettantistiche.

Lo studio dei fenomeni di semiconduzione ha portato alla creazione di un gran numero di diodi « specializzati » per particolari applicazioni.

Riteniamo opportuno passare in rassegna i più importanti di essi, e dare un cenno sulle loro applicazioni tipiche. Riteniamo altresì interessante un breve esame storico, per renderci conto della evoluzione di un secolo d'applicazioni del fenomeno della semiconduzione.

I numerosi tipi di diodi

Il fenomeno della semiconduzione naturale è conosciuto fino dai primordi della radiotecnica: già nel 1874 Braun aveva osservato la conduzione in un solo senso dei cristalli di solfuro, ma solo 25 anni più tardi si impiegò il raddrizzatore a cristalli di galena (**figura 26 S**) per la rivelazione delle onde elettromagnetiche.

Durante la seconda guerra mondiale la tecnica dei radar a microonde diede un notevole sviluppo alla produzione di diodi al germanio, con punta di contatto fissa, costituita da un filamento d'oro per stabilire un sicuro contatto sulla superficie del semiconduttore. Furono questi, i primi diodi per altissime frequenze, che dovevano divenire i capostipiti di una numerosa quanto differenziata famiglia.

Anche i primi transistori, ideati da Brattain, Schockley e Barden nel 1948, erano a punte di contatto: due punte anziché una, che costituivano due barriere superficiali. L'effetto di conduzione unilaterale del Braun, seppure utilizzato nella pratica, era rimasto per lunghi anni un fenomeno strano e pieno di contraddizioni, come l'aveva definito il Siemens nel 1876.

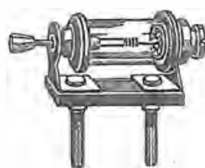
Fu soltanto nel 1938 che Schottky fu in grado di dare una spiegazione teorica soddisfacente: secondo la sua teoria della zona di carica spaziale a densità elettronica ridotta, nell'area del semiconduttore, intorno alla punta, si crea una zona di carica spaziale con ridotta densità di portatori, che ora, noi sappiamo, equivale ad una giunzione « pn ».

Quindi, a seconda della polarità della tensione applicata al contatto metallo-semiconduttore del diodo, possiamo avere un allargamento di tale zona: **condizione di interdizione** — oppure, rovesciando la polarità — abbiamo la scomparsa di tale zona e quindi la libera circolazione degli elettroni fra metallo e germanio: **conduzione.**

La barriera o zona di ridotta densità elettronica, sarebbe prodotta dal diverso valore della energia necessaria per estrarre elettroni da un metallo e da un semiconduttore; però, affinché il fenomeno si verifichi, dando luogo alla conduzione solo in un senso, è necessario che il contatto metallico sia puntiforme, onde l'area che si genera spontaneamente, in assenza di polarizzazione esterna, sia limitata.

I moderni diodi derivano, a seconda dei campi di applicazione, o dal processo di giunzione « pn » o dalla giunzione metallo-semiconduttore.

Oggi le applicazioni di diodi con differenti caratteristiche e prestazioni, sono estremamente grandi tanto nell'elettronica industriale, quanto nelle telecomunicazioni, che nelle applicazioni domestiche: basti pensare che le industrie dei Paesi Occidentali, nel 1975 hanno prodotto globalmente oltre 6 miliardi di diodi.



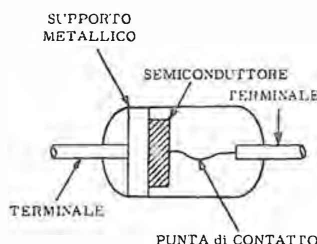


Fig. **26** S - Il primo diodo impiegato in elettronica per scopi pratici (rivelazione delle onde hertziane) **è** stato quello a solfuro di piombo (galena). Al principio della punta di contatto, (vantaggioso per la bassa capacità dispersa che comporta) si fa tuttora ricorso in alcuni casi.



Fig. **27** S - Diodo a punta di contatto che utilizza un cristallo di germanio e filamento, per il contatto, in oro. Un tempo usato come commutatore nei calcolatori (sostituito dai diodi planari) **è** ancora utile in certi rivelatori FM.



Fig. **28** S - Il diodo Schottky si basa di un contatto semiconduttore-metallo; con ciò evita un certo effetto di accumulazione di cariche che è caratteristico delle giunzioni **PN e** può essere impiegato con frequenze dell'ordine del **GHz.**

Riteniamo conveniente passare in rapida rassegna le più importanti caratteristiche dei diodi, salvo poi, esaminare in dettaglio, quelle di maggiore interesse.

DIODI METALLO-SEMICONDUTTORE

I più vecchi, al germanio, con punta di tungsteno o d'oro (**figura 27 S**) hanno buone prestazioni in AF, VHF ed UHF, fino ad alcuni gigahertz. Taluni come l'1NZ1, sono ancora impiegati dai radioamatori come convertitori di frequenza nei ricevitori; sopportano tensioni relativamente basse e correnti non maggiori di 50 mA.

La giunzione punta-germanio, ha una bassissima capacità; questo è il motivo principale della buona adempienza anche nelle microonde.

Da essi sono derivati i diodi al germanio e filamento in oro, impiegati come commutatori di ingresso e commutatori nelle matrici di calcolo dei calcolatori elettronici. Sono impiegati anche come rivelatori nei ricevitori a modulazione di frequenza. Caratterizzati da bassa capacità, resistenza inversa relativamente alta e resistenza diretta relativamente bassa, hanno un altro considerevole pregio: le caratteristiche da un esemplare all'altro sono relativamente costanti. Nei calcolatori, per la specifica funzione di commutatori veloci, sono ora sostituiti da speciali diodi al silicio, o al gallio, che vedremo più avanti.

DIODI « HOT-CARRIER »

Sono i veri diodi basati sul principio della « barriera di Schottky »; sviluppati in USA, dalla Hewlett-Packard agli inizi degli anni '70, su scala industriale, e prezzi commerciali, essi combinano il meglio delle caratteristiche dei diodi a punta di contatto (da cui derivano) e di quelli a giunzione « pn » da cui traggono il procedimento fabbricazione tipo planare-epitassiale.

Essenzialmente, sono costituiti da una giunzione metallo-silicio « tipo n »; il tipo « n » dà migliori risultati perché la maggiore mobilità degli elettroni permette l'impiego ad alta efficienza di questi diodi, anche nel campo delle SHF. In essi (**figura 28 S**) la punta di contatto invece di essere solidale alla superficie del silicio, è saldata su una superficie metallica multipla depositata su uno straterello di Ossido di silicio (SiO) ottenuto durante il processo di lavorazione, sul sub-strato di silicio « tipo n ».

I vantaggi dell'« hot-carrier » sono:
— resistenza-serie, in conduzione, bassissima;
— resistenza inversa molto elevata;

— rumore di agitazione termica (fattore che limita la sensibilità dei ricevitori UHF/SHF), molto basso;

— tolleranza tale da sopportare, senza danno, impulsi transitori di una certa potenza;

— maggiori tensioni inverse, e maggiori correnti dei vecchi diodi a punta;

— assenza di accumulo di cariche minoritarie durante la commutazione; questo inconveniente, tipico dei diodi a giunzione, ne limita la frequenza di impiego.

Negli « Hot-carriers » invece, si hanno tempi di commutazione nell'ordine di frazioni di nanosecondi (10^{-9} secondi).

DIODI A GIUNZIONE

Costituiscono la più sviluppata e differenziata categoria di questi dispositivi a semiconduttore: dai piccolissimi, a quelli in grado di dissipare numerosi watt, ed operare con correnti di parecchi ampère.

Il loro principio di funzionamento si basa sulla conduzione unilaterale attraverso la giunzione « pn » che abbiamo precedentemente descritto.

DIODI PER COMMUTAZIONE VELOCE

Il termine veloce è relativo; comunque, si intendono quei piccoli diodi al silicio di struttura epitassiale-planare (**figura 29 S**), impiegati nelle matrici dei calcolatori elettronici, dove ad una commutazione abbastanza rapida deve essere unito un tempo di ricupero nell'ordine di qualche nano-secondo.

Questo requisito viene ottenuto dalla diffusione di oro nel silicio, con uno speciale procedimento che riduce al minimo possibile, l'accumulazione delle cariche minoritarie, causa principale dell'allungamento del tempo di commutazione (**figura 30 S**).

DIODI PER COMMUTAZIONE NORMALE

In inglese sono detti « diode switches ». In essi non è richiesta la commutazione veloce, in quanto il loro compito è quello di sostituire un commutatore meccanico che seleziona più ingressi, ovvero seleziona le gamme in un radio ricevitore o nel televisore. Si richiede invece, che le loro caratteristiche si avvicinino il più possibile a quelle di un contatto meccanico: resistenza bassissima quando è attuato, resistenza infinita quando è aperto.

In generale, con la polarizzazione in senso ammesso, la resistenza che simula il contatto chiuso è circa 1 ohm; quella del contatto aperto (polarizzazione inversa) deve essere maggiore di 200 kΩ; naturalmente questa resistenza finita è un'inconveniente che limita la commutazione a poche vie.

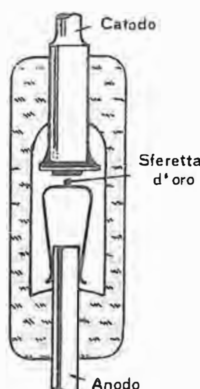


Fig. **29 S** - Difondendo oro nel silicio si perviene ad una giunzione caratterizzata, nell'impiego di commutazione, da tempi di ricupero estremamente brevi (nanosecondi):

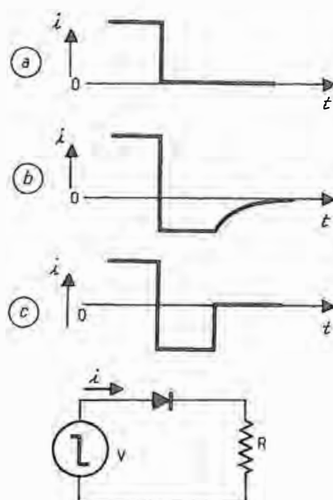


Fig. **30 S** - Andamento della corrente in seguito all'applicazione di una tensione rettangolare ad un diodo. In « a », caso di un diodo ideale, in « b » andamento con un diodo convenzionale, in « c » andamento con diodo ad accumulazione di carica.

Fig. **32 S** - Diodi raddrizzatori in vetro, costruiti secondo una tecnologia che permette l'eliminazione di cavità interna; offrono alta afidabilità e basso costo. La resistenza di conduzione della giunzione « pn » può essere molto bassa per cui il calore sviluppato è poco e le dimensioni del diodo possono essere veramente minuscole.

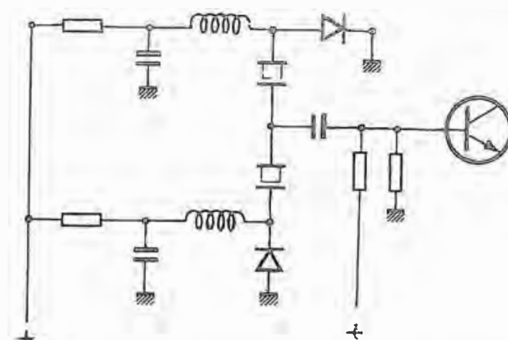


Fig. **31 S** - I due diodi che compaiono in questo schema agiscono da commutatori in quanto diventano conduttori, l'uno o l'altro, a seconda della polarità della tensione applicata; con ciò viene inserito l'uno o l'altro dei quarzi che determinano la frequenza d'oscillazione.

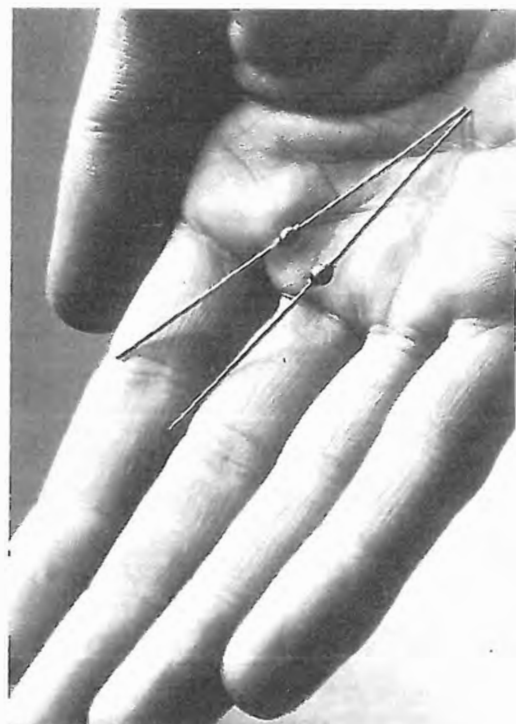
In **figura 31 S** si vede un esempio d'impiego: si tratta di una commutazione di quarzi di un oscillatore a canali predisposti.

DIODI RADDRIZZATORI DELLA C.A.

In questa funzione, i semiconduttori hanno quasi completamente spodestato il diodo termoionico.

Il silicio, si è detto, sopporta temperature alla giunzione fino a 200 °C, quindi essendo la resistenza in conduzione molto bassa e la corrente alla tensione inversa piccolissima, si possono realizzare diodi per potenze relativamente grandi, con dimensioni relativamente piccole: in **figura 32 S** si vedono diodi miniatura che raddrizzano correnti di 0,5 A con tensioni di lavoro fino a 50 V; in **figura 33 S** si vedono diodi per applicazioni industriali e trasmettitori di potenza: correnti raddrizzate da 1,5 A fino a 250 A.

Per le alte tensioni (siccome la giunzione



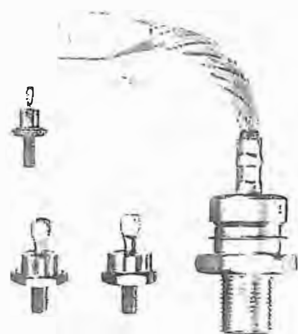
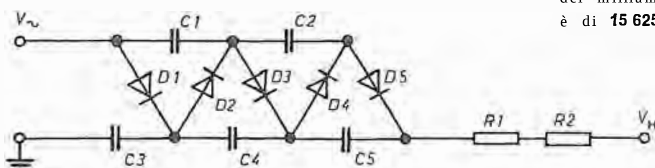


Fig. **33** S · Diodi al silicio, per correnti superiori ad **1** ampère. Sono utilizzati in trasmettitiri ed in molte applicazioni industriali ove si possono richiedere correnti di centinaia di ampère. L'attacco a vitone permette, ove necessario, la connessione ad un'area dissipatrice di calore (alluminio, o rame).

« pn » non tollera tensioni elevate), i raddrizzatori sono realizzati mettendo numerosi diodi in serie: i problemi posti dai diodi in serie non sono indifferenti: difatti, onde evitare la distruzione della « serie », è indispensabile che le caratteristiche dei diodi siano assolutamente eguali per quanto concerne la tensione inversa ed il tempo di commutazione e queste caratteristiche richiedono una accurata selezione dei componenti, il che eleva il costo del prodotto.



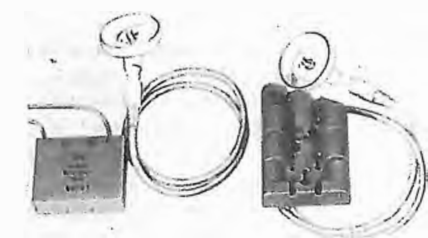


Fig. **34** S - Un componente tipico dei televisori a colori è il moltiplicatoro di tensione che eleva, mediante diodi e condensatori in cascata, una tensione impulsiva di **8600 V,** a **25 000 V,** raddrizzandola. La corrente è dell'ordine del milliampère; la frequenza è di **15 625** Hz.

Se ogni raddrizzatore costituito da diodi in serie, viene montato in circuito moltiplicatore di tensione (**figura 34 S**), all'uscita si possono ottenere tensioni continue dell'ordine di 25 000 volt, con piccole correnti, per alimentare gli schermi dei cinescopi nei televisori a colori; per le apparecchiature dei raggi X e per i microscopi elettronici.

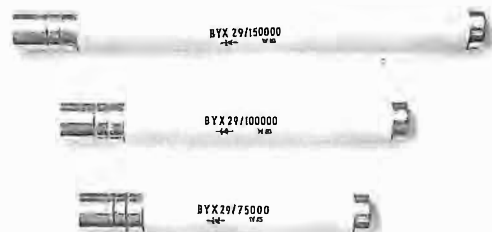


Fig. **35** S · Raddrizzatori per tensioni molto alte e deboli correnti; sono costituiti da diodi a giunzione posti in serie. Gli impieghi più comuni di queste cartucce si verificano nel campo delle apparecchiature per raggi **X** e microscopia elettronica.

In **figura 35 S** sono visibili « cartucce » che raddrizzano altissime tensioni.

DIODI DI PROTEZIONE

Un costoso sistema raddrizzatore, la cui vita prevista è lunghissima, può essere messo fuori uso dai transitori di tensione che si verificano nelle linee elettriche d'alimentazione.

Questi transitori, di brevissima durata, caratterizzati da picchi che hanno ampiezza parecchie volte maggiore della tensione nominale di rete (220 o 380 V) sono prodotti da scariche elettriche atmosferiche, ma anche, e soprattutto, da variazioni di carico (inserzione o disinserzione di macchine elettriche) negli ambienti industriali.

Mentre la maggior parte dei componenti del sistema di alimentazione, come trasformatori, condensatori di filtro, diodi termoelettronici, non vengono danneggiati da questi transitori di brevissima durata, le giunzioni dei diodi sono particolarmente sensibili: per questo motivo, specie nelle apparecchiature destinate all'elettronica industriale, si montano speciali diodi-protettori nei quali con particolari trattamenti delle superfici di giunzione, l'aumento di corrente non è distruttivo.

Allora, in presenza di transitorio — quando la tensione d'alimentazione supera di oltre il 50 % quella nominale — si verifica una scarica (detta a valanga) della tensione inversa del protettore: in questo modo, la corrente inversa che scorre in esso, impedisce al transitorio di salire, ed il raddrizzatore posto a valle del protettore, non subisce danno (**figura 36 S**).

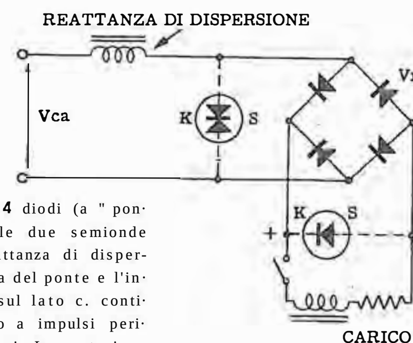
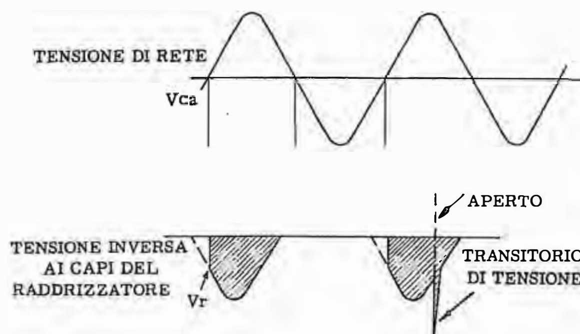


Fig. **36** S - Circuito a **4** diodi (a " ponte ») per raddrizzare le due semionde della tensione. La reattanza di dispersione del circuito prima del ponte e l'interruzione del carico sul lato c. continua possono dar luogo a impulsi pericolosi per i raddrizzatori. La protezione può essere effettuata con particolari diodi KS (Klips-Sel) posti prima o dopo il ponte.



Piccoli diodi funzionanti sullo stesso principio, vengono messi in parallelo ai relé azionati da semiconduttori, per « assorbire » la extratensione che insorge nella bobina del relé al momento della diseccitazione.

DIODI ZENER

La **figura 37 S** — simile alla 15 S che accenna all'effetto « valanga » — reca un'indicazione assai chiara (vedi anche fig. 13 S) di come si comporta un diodo, in genere, agli effetti della corrente, per tensioni variamente applicate. Sulla destra, in alto, il passaggio classico di corrente (portatori maggioritari) ed a sinistra, in basso, la corrente (portatori minoritari) della polarizzazione inversa. Quest'ultima corrente è dell'ordine dei microampère mentre la prima è dell'ordine dei milliampère (o, anche, degli ampère).

Naturalmente, aumentando la tensione inversa avviata ad un normale diodo, ad un certo momento si manifesta un forte, repentino passaggio di corrente che provoca la distruzione del semiconduttore: il punto definisce la **tensione di rottura.**

Si può fare in modo che il fenomeno non sia distruttivo e si manifesti in limiti utili e controllabili: siamo allora in presenza dei diodi Zener.

Abbiamo già accennato ad essi. Si basano appunto sul principio testé citato; la giunzione ed il silicio impiegato hanno caratteristiche tali,

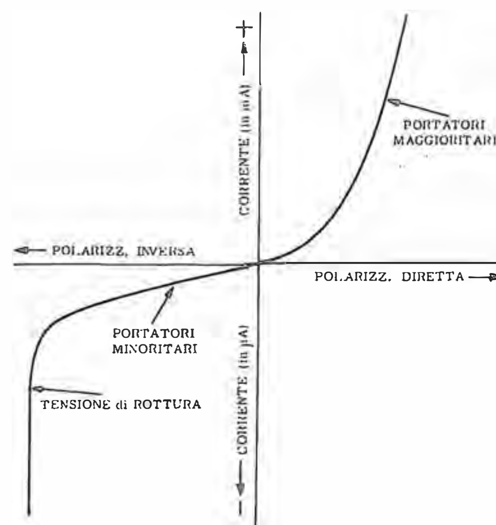
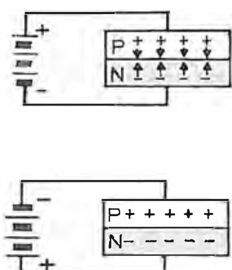


Fig. 37 S · La curva, che ci è già nota, riassume il comportamento generale del diodo a semiconduttore nei rapporti corrente-tensione sia per polarizzazione diretta che inversa. Dagli interventi tecnologici atti a modificare tali andamenti derivano i diversi tipi di diodi.



La figura ricorda il comportamento di un diodo quando esso viene polarizzato direttamente (positivo della tensione alla zona P e negativo alla N) ed inversamente. Nel primo caso, i portatori di cariche delle zone si dirigono verso la giunzione; passa tuttavia, una debole corrente che è quella utilizzata per l'effetto Zener.

per cui, quando la tensione inversa ha raggiunto il valore critico, la corrente inversa nel diodo ha un brusco aumento ma non si ha la distruzione.

La tensione critica dipende dal drogaggio del silicio, però ha piccole variazioni in funzione della temperatura ambiente. Si producono Zener da 3,3 V a 200 V, con potenze dissipabili di 10 W ed oltre, che ammettono correnti inverse considerevoli.

Naturalmente, per evitare l'autodistruzione del diodo, è necessario porre una resistenza limitatrice in serie alla sorgente di tensione continua, come si è già visto con la figura 16 S.

L'importanza dello Zener è dovuta al fatto che, come si vede dalla curva di **figura 38 S**, la tensione di innesco è pressoché costante, sia per piccole che per grandi correnti: quindi, a cavallo del diodo si ha una tensione continua ben regolata, anche se l'alimentatore od il carico, presentano apprezzabili variazioni.

Il diodo a catodo freddo in atmosfera di argon, assolveva un compito analogo, però la sua corrente interna, e quindi la possibilità di regolazione, era molto più limitata; inoltre, si producevano valvole regolatrici solo entro la gamma da 75 V a 250 V.

Lo Zener è anche impiegato come sorgente di tensione campione in certi strumenti industriali, come ad esempio i regolatori di temperatura a termocoppia; in questi casi però, la stabilità della tensione deve essere molto elevata. Per ottenere queste tensioni costanti con precisioni non inferiori a quelle richieste dalle misure di laboratorio, si impiegano speciali Zener compensati nei quali la caratteristica di coefficiente positivo di temperatura della tensione inversa, viene corretta con diodi in serie, nei quali la conduzione diretta ha un coefficiente negativo.



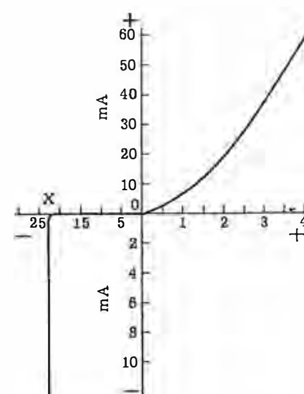


Fig. 38 S • Per i diodi Zener (simbolo qui sopra) la curva illustrata con la figura precedente prende l'aspetto qui riportato. Si nota che con la polarizzazione inversa, la corrento dei portatori minoritari ad una ben determinata tensione di (Zener) assume valori notevoli (mA in luogo dei μA dei diodi comuni).

Il sistema è poi racchiuso in un piccolo termostato a regolazione elettronica della temperatura.

Per ottenere un dispositivo preciso, ma economico, quale richiesto per la sintonia elettronica dei televisori, oggi si producono Zener compensati con $\Delta V = 10^{-5}$ per °C; realizzando zener e diodi di compensazione su un unico substrato di silicio, i cui settori sono opportunamente drogati, in modo da ottenere ai due reofori l'effetto compensato, senza altre aggiunte di componenti o correttori, la termostatazione non è necessaria (**figura 39 S**).

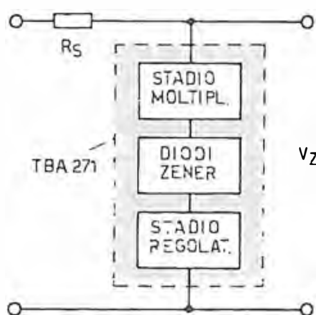


Fig. 39 S • Allorché la stabilizzazione (stabilità della tensione al variare della corrente di carico) raggiungibile con un diodo Zener non è sufficiente (ad esempio, tensione destinata a diodi a variazione di capacità] si ricorre a stabilizzatori cqmplessi, comprendenti più Zener, compensati in temperatura. Schema a blocchi di un noto modello.

DIODI A CAPACITÀ VARIABILE

Abbiamo visto come un diodo a semiconduttore possa essere considerato un condensatore.

Questi diodi a giunzione si basano appunto sul principio per il quale la larghezza della zona di carica spaziale, nella giunzione « pn » varia in funzione della tensione inversa applicata ai reofori del diodo (figura 11 S).

Aumentando la tensione inversa, aumenta la larghezza della zona intermedia e quindi diminuisce la capacità del diodo: questo fenomeno è comune a tutti i semiconduttori a giunzione, però nei diodi a capacità variabile, lo speciale processo di lavorazione permette di realizzare

$C > 600$ pF con ΔV minori di 30 V.

Questi piccoli diodi, impiegati in luogo di capacità variabili, sono chiamati « Varicap » e trovano largo impiego nelle telecomunicazioni: sintonia elettronica di ricevitori e televisori; modulatori di frequenza nei trasmettitori FM: fonia e telegrafia meccanica (radiotelescrivente) nonché varie applicazioni dell'elettronica industriale.

In **figura 40 S** si può osservare la struttura interna nonché il simbolo del Varicap. La **figura 41 S** riporta le caratteristiche (curve) di due modelli frequentemente impiegati nei sintonizzatori televisivi.

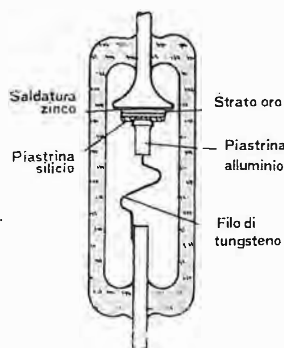




Fig. **40** S - Struttura di un diodo a capacità variabile e simbolo schematico dello stesso. Il principio di funzionamento si basa sull'impoverimento, controllato, di cariche nella zona di giunzione, ciò che equivale a diminuzione di capacità.

Il funzionamento dei tipi specifici deriva dalle proprietà che sono state conferite di proposito alla giunzione, adottando metodi diversi di diffusione. (Il sistema è quello planare-epitassiale). Così, si hanno variazioni brusche e molto brusche, che generalmente sono utili per impieghi di sintonizzazione, distinguendosi per l'elevato rapporto di capacità utilizzabile; si hanno variazioni lineari o comunque, graduali, più idonee alla produzione di frequenze armoniche in oscillatori.

Le caratteristiche termiche denotano un coefficiente di temperatura della capacità tendente ad una diminuzione per la tensione inversa applicata; il valore è di 0,25% per grado centigrado per 4 volt di tensione inversa.

Altri diodi a capacità variabile, con caratteristica capacità/tensione molto ripida, sono i « Varactor »; se di piccola potenza, sono impiegati per costituire amplificatori di ricezione

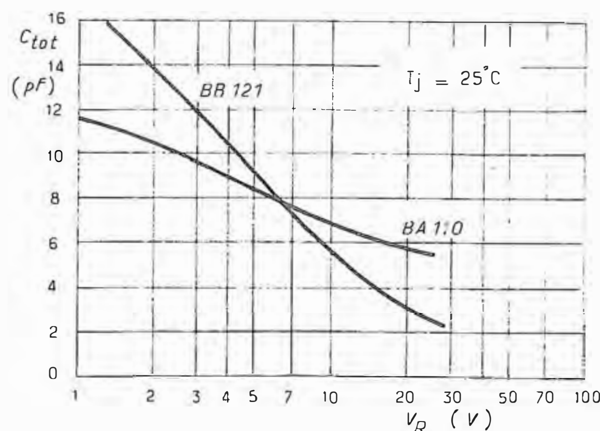


Fig. **41** S - per due modelli assai noti ed usati di diodi varicap si hanno gli andamenti variazione di tensione (inversa)-capacità (in pF) qui indicati dalle rispettive curve. I valori ottenibili sono, per questi tipi, utili nelle frequenze alte.

nel campo delle microonde, **amplificatori parametrici**, caratterizzati da basso rumore. Se di potenza dissipabile considerevole (10 o più watt) sono impiegati come moltiplicatori di frequenza in UHF. Molto usati, dagli amatori, i triplicatori a Varactor per passare, con rendimenti sul 50 %, dalla emissione in gamma 432 MHz alla trasmissione diretta nella gamma 1 296 MHz.

DIODI « STEP-RECOVERY »

Questi diodi a giunzione hanno un comportamento che più di ogni altro si avvicina a quelli a punta di contatto, senza però gli inconvenienti di quelli.

La caratteristica principale, che li distingue da ogni altro diodo, è quella di reagire alla commutazione molto più bruscamente in senso inverso che in senso diretto.

Ciò si deve alla particolare configurazione della giunzione, costituita da una zona intrinseca molto ridotta, che agisce come una « trappola » la quale immagazzina cariche minoritarie tutte le volte che il diodo è in conduzione diretta: questo diodo è infatti chiamato anche « ad immagazzinamento delle cariche ».

Le cariche accumulate durante la conduzione diretta danno una rapida scarica al momento della commutazione; quindi, si ha una corrente istantanea molto alta, anche per basse tensioni inverse. Dopo la scarica, la corrente inversa torna vicino a zero.

Sono impiegati dove sia necessario produrre od estinguere impulsi dell'ordine del nano-secondo; pertanto, trovano largo impiego nei circuiti logici dei calcolatori elettronici.

Per le loro caratteristiche di generare impulsi brevissimi, vengono anche usati nella moltiplicazione di frequenza, per passare dalle VHF alle microonde in maniera semplice. Poiché le dimensioni non permettono una vera dissipazione di potenza, la moltiplicazione di frequenza a basso livello viene sfruttata negli oscillatori locali dei ricevitori UHF. Uno « step-recovery » può moltiplicare per 9 la frequenza eccitatrice, con buon rendimento e quindi saltare da 255 MHz a 2,3 GHz.

DIODI « PIN »

Sono diodi al silicio, a giunzione, però fra il semiconduttore « p » e quello « n », nella zona di giunzione, si trova uno straterello di silicio puro, non drogato (semiconduttore intrinseco = cattivo conduttore).

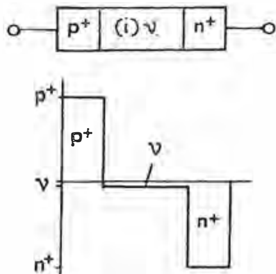


Fig. 42 S - La giunzione è « allargata » con un certo spessore di silicio puro (zona grigia); in questa zona le cariche si accumulano proporzionalmente ad una corrente e si ha così una resistenza dipendente, variabile.

La presenza di questo ostacolo fa aumentare il tempo di transito delle cariche; pertanto, in AF il diodo non è in grado di assolvere le funzioni di raddrizzatore della c.a. (**figura 42 S**).

. Il diodo PIN percorso da corrente continua, accumula nella zona intrinseca una carica proporzionale alla corrente che lo percorre: quindi, tale zona rappresenta una resistenza variabile in funzione della corrente pilota.

In A.F., il diodo PIN diviene dunque un attenuatore comandato, non da una manopola e da un contatto mobile, ma semplicemente da una corrente continua; in un certo modo ricorda il Varicap: quest'ultimo è un condensatore variabile a comando elettronico, il PIN è una resistenza variabile.

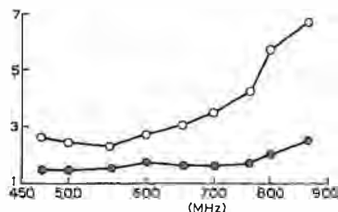


Fig. 43 S - La curva a cerchietti bianchi indica il rapporto di onde stazionarie entranti in un sintonizzatore TV dotato di normale controllo AGC. L'altra curva è conseguente all'adozione di attenuatore a diodi PIN. La dannosa modulazione incrociata è fortemente ridotta.

Il diodo PIN lavora anche in VHF e UHF. In queste gamme, dove forti interferenze possono bloccare il ricevitore o rendere la ricezione distorta, un attenuatore di ingresso a diodi PIN rappresenta un'ottima soluzione che ha un promettente avvenire.

Infatti, sono comparsi recentemente piccoli dispositivi, aggiuntivi per i sintonizzatori TV, che ricorrendo ai diodi PIN rimediano al fenomeno della modulazione incrociata (interferenza tra onde diverse) che si manifesta in misura crescente all'apparire nell'etere di un numero sempre più grande di emittenti. La **figura 43 S** mostra i risultati ottenibili col circuito di cui a **figura 44 S**, che deve precedere il sintonizzatore (**figura 45 S**).

Fig. 44 S - Schema del dispositivo a diodi PIN (BA 379) che attua i risultati di cui alla figura precedente. Va inserito tra l'antenna e l'entrata del sintonizzatore (vedi sotto).

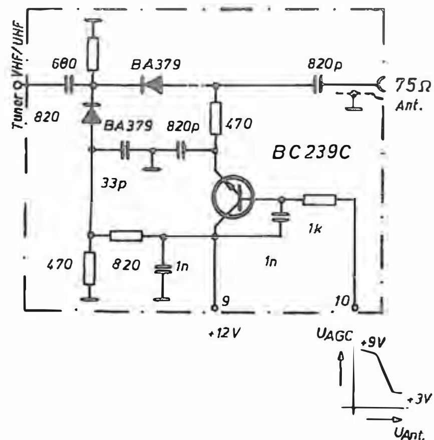
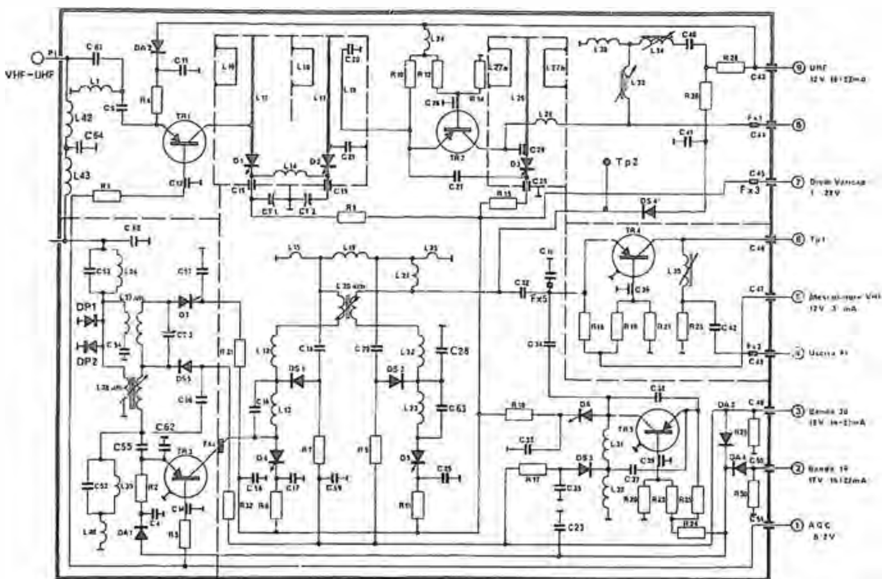


Fig. 45 S - Il sintonizzatore dei Canali TV è un organo che fa ampio ricorso a diodi di diverso tipo. In esso vi sono, varicap (D1 - D2 - D3, ecc.), diodi di commutazione (DS1 - DS2 - DS3, ecc.), diodi di conduzione unidirettiva (DA1 - DA2 - DA3, ecc.), ed altri.



Giunzione tripla - Thyristor

I diodi a giunzione esaminati finora sono costituiti dalla unione di due parti di silicio di polarità differente, che al punto d'unione formano una giunzione « pn ».

I thyristor sono costituiti da strati contigui di silicio NPNP che formano una tripla giunzione in serie.



Il simbolo grafico è visibile qui sopra. Le loro proprietà hanno un vasto campo d'applicazione nell'elettronica industriale ed anche in numerosi dispositivi per uso domestico.

Il Thyristor (o SCR = Silicon Controlled Rectifier) è essenzialmente un diodo di potenza che, inserito in un circuito a corrente alternata può, mediante un debole segnale applicato ad un elettrodo di sblocco (« gate »), lasciar passare più o meno potenza, parzializzando una porzione più o meno grande della semionda positiva della corrente alternata.

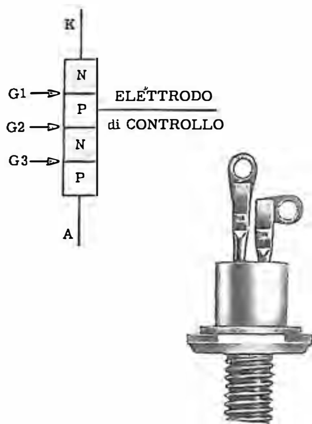


Fig. 46 S - Il disegno mostra come tra la zona di silicio N e quella P estreme (tra catodo e anodo) vi siano tre giunzioni (G). L'elettrodo di controllo (« gate ») permette il dosaggio (sino all'interdizione) della potenza circolante.

La tensione alternata (di solito a 220 V o 380 V) viene applicata fra l'anodo ed il catodo, mentre il segnale pilota si applica all'elettrodo di sblocco (**figura 46 S**).

Il thyristor, oltreché come regolatore, può essere impiegato come interruttore; difatti, la presenza o l'assenza del segnale al « gate » determina la circolazione o l'interdizione della corrente fra catodo e anodo. Con un segnale attuatore di 1 o 2 watt, si possono commutare correnti nell'ordine di 100 A, nel tempo di qualche microsecondo.

Il fatto che il silicio ammetta densità di correnti di 100 A per cm² permette la realizzazione di potenti thyristor di piccole dimensioni; per di più, essendo il rendimento del 99 %, la potenza convertita in calore è relativamente piccola, anche se le potenze controllate sono notevoli.

DIODI « TUNNEL »

Il diodo tunnel (detto anche « di Esaki » dal nome del suo ideatore) è costituito essenzialmente, da una giunzione « pn »; però, le due parti di germanio hanno un drogaggio fortissimo rispetto a quello praticato per la produzione di diodi normali.

La **figura 47 S** mostra il simbolo schematico e la struttura interna. La **figura 48 S** mette in evidenza la differenza di comportamento tra un diodo convenzionale ed un diodo « tunnel ».

La grande percentuale di impurezze rende disponibili forti quantità di portatori maggioritari: la barriera di potenziale — in assenza di tensione esterna — è sottilissima.

Quando il diodo è sottoposto a tensione di pochi volt, la corrente in senso ammesso sale rapidamente anche solo per piccoli incrementi del potenziale continuo. Nonostante la piccola differenza di potenziale, i portatori maggioritari acquistano tanta energia, che ad un certo punto critico, perforano la barriera di potenziale, invece di scavalcarla con un potenziale più alto.



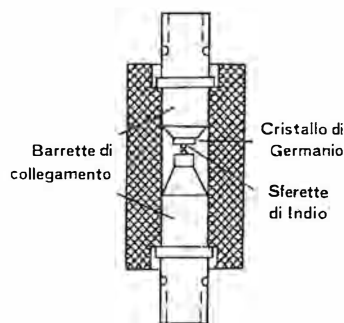


Fig. 47 S - Simbolo schematico del diodo tunnel e, sotto, struttura interna. Questo diodo, al germanio, è caratterizzato da una forte concentrazione di impurità in entrambe le zone formanti la giunzione.

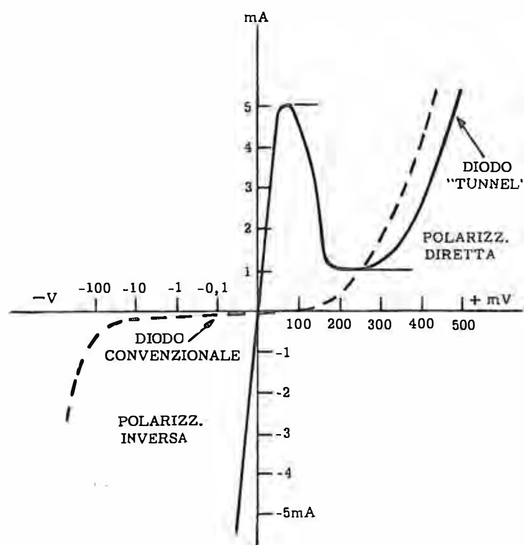


Fig. 48 S - Confronto tra la curva caratteristica di un diodo tunnel e quella di un diodo convenzionale. Si nota che la corrente con polarizzazione inversa cresce rapidamente con lo stesso andamento che si ha con la polarizzazione diretta e che, per quest'ultima, vi è poi un abbassamento notevole.

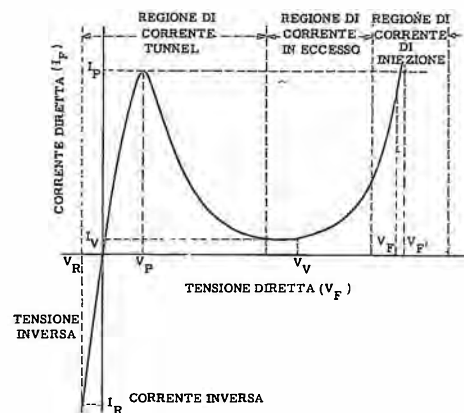


Fig. 49 S - Sono messe in evidenza le diverse regioni di corrente che caratterizzano la polarizzazione diretta del diodo tunnel dopo la crescita sino ad I_p massima (corrispondente a V_p). L'aumento di polarizzazione provoca (sino a V_v) una caduta (I_v); si ha così una resistenza negativa utile per generare oscillazioni.

Nella **figura 49 S** siamo al punto della corrente di cresta (I_P). Negli istanti successivi per ulteriori **aumenti** di tensione si manifesterà una **diminuizione** della corrente che, ad un certo momento toccherà il valore minimo (I_V).

Questo comportamento di resistenza negativa (la corrente diminuisce mentre la tensione sale) è dovuto al fatto che dopo il violento scontro che ha causato il « tunnel », le cariche maggioritarie negative (elettroni) si disperdono per occupare le cavità nella parte opposta del germanio; quindi, per una certa differenza di potenziale, si crea una situazione d'equilibrio.

Il tratto di curva compreso fra la cresta e la discesa nella valle è interessante in quanto i dispositivi che presentano resistenza negativa sono idonei tanto a generare oscillazioni, quanto a supplire energia a circuiti che la dissipano: si ricordi il fattore di merito (Q) degli induttori e le cause del suo decremento: la presenza di un diodo « tunnel » nel risonatore può contribuire a compensare le perdite e quindi a rialzare il Q.

I fattori del circuito determinano i punti di una « retta di carico » (**figura 50 S**) che è di guida all'impiego.

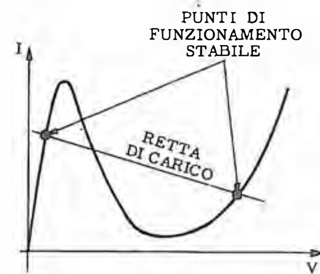


Fig. 50 S - Se la resistenza serie del diodo, più la resistenza esterna del circuito divise per la resistenza negativa danno un valore superiore ad 1 il diodo funziona come un commutatore e si può tracciare la retta di carico intersecante 2 punti ben determinati; diversamente il diodo funziona da amplificatore o oscillatore.

Oltre agli oscillatori, anche a frequenze elevate, ed ai moltiplicatori di Q, il diodo « tunnel » trova numerose applicazioni nel campo delle commutazioni ad alta velocità.

DIODI A EFFETTO GUNN

Un fenomeno d'instabilità osservato nel 1963 dal Gunn, su barrette di Arseniuro di Gallio di spessore micrometrico (5 — 15 millesimi di millimetro) ha dato origine ad un importante componente per microonde, che finora ha dimostrato di poter produrre potenze di circa 10 mW a 50 GHz.

La frequenza limite inferiore è intorno a 4 GHz dove si ottengono potenze anche di 40 mW.

Se per diodi a semiconduttore intendiamo dispositivi a punta di contatto od a giunzione, il Gunn non può essere definito un diodo nel vero senso della parola, perché sprovvisto di entrambi (**figura 51 S**); a volte è denominato Monodo.

Il fenomeno si basa sull'ammassamento di cariche, con diminuizione di velocità degli elettroni, nell'area negativa.

Quando la concentrazione ha raggiunto un valore critico, un « pacchetto di elettroni » fugge velocissimo verso il polo opposto. Raggiunto questo polo, la differenza di potenziale fra i due poli, che era caduta a basso valore per effetto del passaggio degli elettroni, si ricostituisce; ricomincia la concentrazione, parte un'altro pacchetto e così via.

Il passaggio dei **pacchetti** di elettroni concentrati è discontinuo, ma il tempo di ripetizione, come abbiamo accennato, è infinitesimo; difatti, corrisponde al periodo di un'onda che ha la frequenza minima di 4 milioni di chilohertz.

Il diodo di Gunn, realizzato ora anche con Indio-Fosforo e Cadmio-Tellurio, si presta ad amplificare le SHF — utilizzando il tratto della curva con resistenza positiva — o a generare SHF, utilizzando il tratto della curva con resistenza negativa.

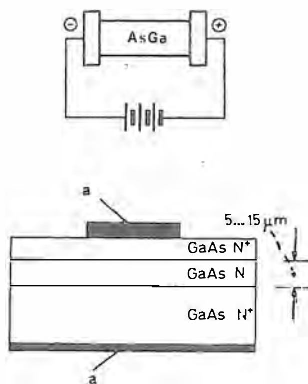


Fig. **51** S - In questo dispositivo non vi è la giunzione; gli elettroni circolano attraverso il cristallo, a « pacchetti », e ciò si verifica allorché il campo elettrico aumenta oltre i **3 kV**/cm. La frequenza d'oscillazione **è** determinata dalle dimensioni del cristallo: quest'ultimo è posto tra due elettrodi metallici (a).

DIODI « IMPATT »

Il principio di funzionamento di questi diodi dipende da due effetti combinati, dai quali deriva anche il nome « Impact-Avalanche-Transit-Time » ossia:

— moltiplicazione delle cariche per « effetto valanga » quando nel diodo, polarizzato inversamente, si supera la tensione di rottura;

— incremento della corrente inversa per effetto della ionizzazione da collisione: Impatto;

— conversione di energia ad altissima frequenza, limitata solo da un « Tempo di Transito » bassissimo, nella zona di giunzione.

L'azione combinata dei suddetti fenomeni, porta ad uno scambio di cariche fra la sorgente di corrente continua ed il campo A.F. in un adatto risonatore: di norma, una « cavità » (vedremo più avanti di cosa si tratta) dimensionata entro lo spettro da 8 ad 80 GHz.

Gli « Impatt » possono essere al silicio o al GaAs; questi ultimi hanno un buon rendimento da 10 a 20 GHz.

Il diodo, dopo la scarica a valanga, che determina il picco della corrente, presenta una curva di resistenza negativa simile al diodo tunnel (figura 49 S) a causa della fuga delle cariche attraverso la zona di carica spaziale.

Affinché il diodo possa operare come oscillatore od amplificatore a resistenza negativa, è necessario che l'area di carica spaziale sia ampia e di conseguenza la tensione inversa, relativamente alta.

Gli Impatt, come i Gunn, hanno da qualche anno, numerose applicazioni nella trasmissione e ricezione di segnali a microonde.

FOTO-DIODI E CELLE SOLARI

Questi diodi si avvalgono del fenomeno d'assorbimento dell'energia luminosa cui abbiamo accennato in precedenza: l'apporto di energia da parte dei **fotoni** che investono una giunzione dall'area piuttosto ampia, produce un incremento della corrente inversa.

La spontanea generazione delle coppie elettroni-cavità che origina la « corrente di oscurità », viene difatti incrementata dalla luce incidente (figura 17 S).

Alcuni materiali sono selettivi, hanno cioè una maggiore sensibilità per le radiazioni di una certa lunghezza d'onda; il silicio invece, copre uno spettro amplissimo.

Anche le **celle fotovoltaiche** più note come « celle solari » si basano sul principio del fotodiodo.

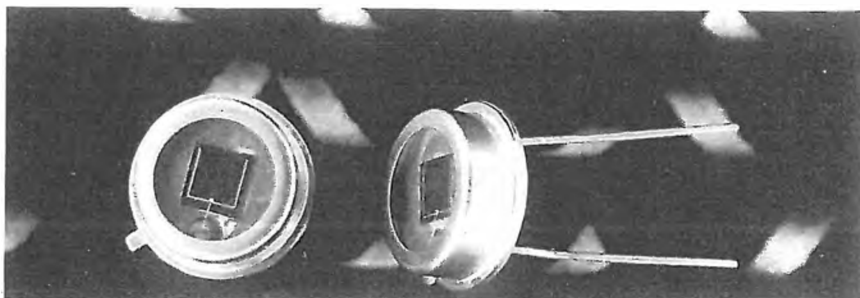
In **figura 52 S** sono riportati fotodiodi di produzione corrente ed il loro simbolo grafico, mentre si possono osservare le curve di sensibilità alla frequenza dei dispositivi fotosensibili in **figura 53 C**.

I ricercatori hanno osservato che il basso rendimento delle celle al silicio nella gamma delle radiazioni luminose in generale, e dell'ultravioletto in particolare, non è dovuto tanto ad una cattiva utilizzazione dell'energia dei fotoni da parte della giunzione, quanto da riflessioni ed assorbimenti del cristallo semiconduttore. Il materiale cristallino si presenta brillante, e riflette una buona percentuale dell'energia luminosa incidente.

Vi è un grande interesse ad aumentare il rendimento delle celle solari, senza peraltro dover

Fig. **52** S - Simbolo del fotodiodo e aspetto di modelli di produzione corrente. Questi illustrati (diametro **9** mm e altezza **3,5** mm) sono sensibili per un'apertura di campo di **100°**, ai limiti del quale hanno una resa che è ancora del **50%.** Munendoli di filtri si possono moltiplicare le caratteristiche di sensibilità-lunghezza d'onda.





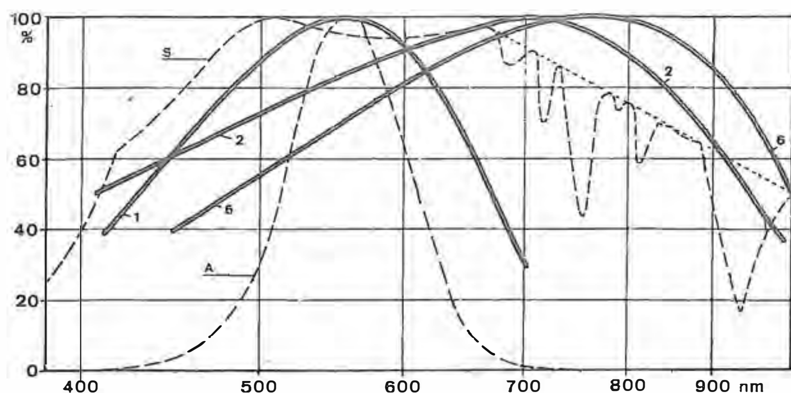


Fig. 53 S - Grafico che indica la diversa sensibilità dei foto-diodi in relazione alle lunghezze d'onda della luce . La curva « 1 » si riferisce a cellula con filtro, la « 2 » a cellula senza filtro, la « 6 » a cellula solare. La curva « S » è relativa alla luce solare e la « A » indica il responso dell'occhio.

accrescere la superficie occupata dalle celle stesse e quindi ad esempio, in uno dei più noti impieghi, le dimensioni di un veicolo spaziale che da esse è ampiamente condizionato (**figura 54 S**).

Sono stati realizzati recentemente due tipi di celle solari, che hanno una potenza di gran lunga maggiore di quelle finora impiegate: i due tipi (definiti « Cella Violetta » e « Cella Nera ») non producono riflessioni.

La cella violetta ha una potenza di 180 W per metro quadrato, contro i 60 W/m² dei modelli precedenti; quella nera, tuttora in fase sperimentale, converte in potenza elettrica le radiazioni luminose, producendo 210 W/m².

Gli elevati rendimenti sono ottenuti mediante l'applicazione, sotto vuoto, al substrato di silicio, di una sottilissima pellicola di tantalio e niobio, ossidata con processo termico.

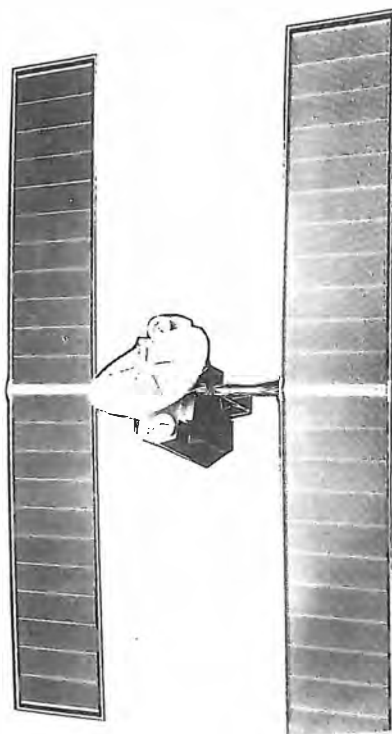
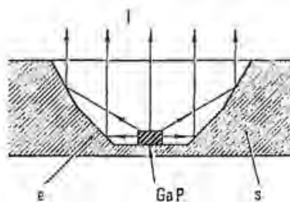
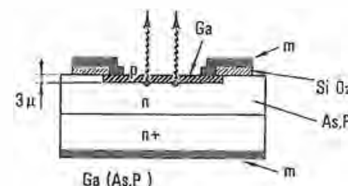


Fig. 54 S - Una tra le più spettacolari applicazioni delle cellule solari: due braccia retrattili, lunghe ciascuna 11 metri e larghe oltre due metri, che possono assicurare il fabbisogno d'energia di un satellite artificiale (al centro) per 6 anni. Vi sono 184 000 cellule che forniscono 9 kW.

Il processo, estremamente accurato, permette di realizzare una pellicola anti-riflessione, di struttura non cristallina, dove le perdite da diffusione della luce ed assorbimento sono ridotte al minimo.





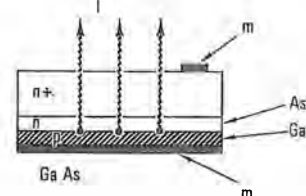


Fig. 55 S - A lato, diodo LED all'arsenio-fosfuro di gallio e, sotto di esso, diodo all'arseniuro di gallio. Nel primo, essendo il Ga (As,P) opaco, la giunzione deve essere il più vicino possibile al punto di uscita della luce (I); nel secondo si ha trasparenza per cui tutto il diodo si illumina; « m » indica connessione metallica. La figura sopra mostra l'impiego di un riflettore (« e ») collocato nel substrato (« s »), che avvantaggia il diodo per la totale emissione luminosa.

DIODI LUMINESCENTI

Questi diodi, più noti col nome di LED: **light emitting diodes** (diodi che emettono luce) si basano sul fenomeno inverso al precedente.

Quando il diodo a giunzione « pn » è sottoposto ad una tensione in senso diretto, in esso scorre corrente di conduzione, ed alla giunzione si ha la ricombinazione fra i portatori di cariche libere.

La ricombinazione libera energia, generalmente in forma di calore; la dissipazione di energia in forma luminosa e di calore, dipende dalla struttura del materiale semiconduttore: con l'Arseniuro di Gallio, opportunamente drogato, la percentuale di energia luminosa erogata arriva al 25 % della potenza elettrica impiegata per far scorrere la corrente di conduzione nel diodo. In **figura 55 S** la struttura di due diversi tipi.

Le potenze necessarie peraltro, sono modeste se confrontate con quelle delle lampadine da segnalazione. Si ha già una buona luminosità con 2 V e 50 mA ossia con 0,1 W di potenza elettrica.

La luce visibile emessa dal diodo, dipende dal tipo di impurezza; i colori più comuni sono: rosso, arancio, giallo, verde.

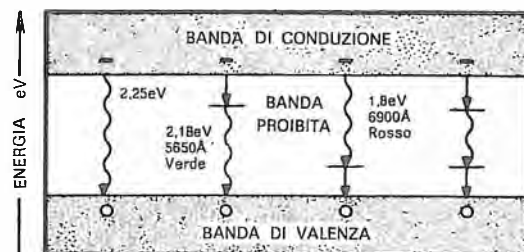
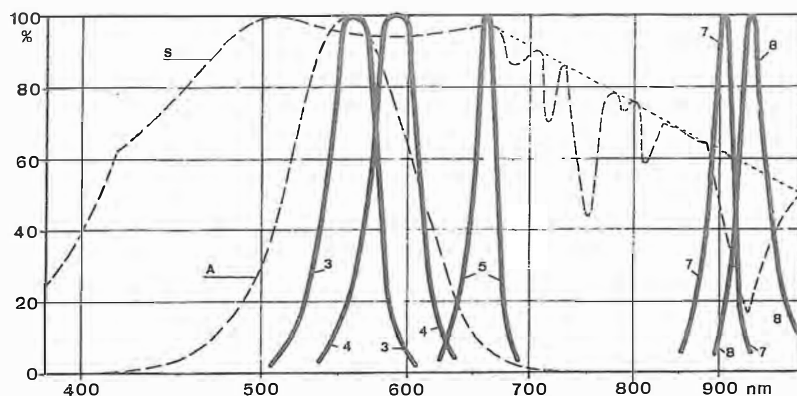


Fig. 56 S - Gli elettroni che si spostano dalla banda di conduzione per ricombinarsi con cavità della banda di valenza danno luogo a energia (nella banda di valenza) che si manifesta con luce (frecce ondulate) o con calore (frecce a tratto diritto). Le diverse manifestazioni sono in relazione alle impurità di drogaggio.

Il GaAs, è un composto binario di due corpi semplici: Gallio (con tre elettroni di valenza),



Arsenico (con 5 elettroni). Numero medio del composto: 4 elettroni di valenza. Emette radiazioni infrarosse, quindi la sua elettroluminescenza può essere sfruttata con opportuni fotorivelatori, ma non è visibile.

Si sono studiati numerosi composti nei quali il salto di energia necessario all'elettrone per tornare nella banda di valenza, sia maggiore di 1,4 eV, e ciò per soddisfare la legge fisica da cui dipende la lunghezza d'onda della radiazione:

$$\lambda = \frac{c \cdot h}{E_g}$$

in cui λ = lunghezza d'onda;

c = velocità della luce;

h = costante (di Planck);

E_g = ampiezza banda vietata.

Per ottenere radiazioni con λ più corte dell'infrarosse — e quindi visibili — la banda vietata deve essere almeno 1,8 eV; per ottenere il verde, si deve, poi, salire a 2,18 ev (**figura 56 S**).

Oltre che come già osservato in figura 55 S si possono riflettere ed espandere le radiazioni nel modo di cui alla **figura 57 S**. La lunghezza d'onda delle radiazioni in dipendenza dei materiali usati è rilevabile in **figura 58 S.**

I diodi più facili da realizzare, e quindi più economici sono, stante ciò, quelli che producono luce rossa: si impiega per essi, un composto ternario — fosforo, arseniuro di gallio — in cui la banda vietata può essere compresa fra 1,5 e 2,1 eV a secondo del rapporto tra fosforo ed arsenico; la tonalità del rosso viene variata in funzione della percentuale di fosforo presente.

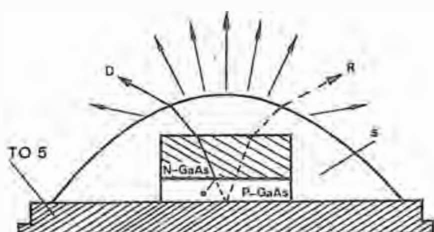


Fig. 57 S - Struttura di un diodo LED munito di capsula (« S ») in resina, montata su supporto di tipo transistori TO-5. L'asterisco indica il punto d'emissione delle radiazioni (qui, infrarosse), « D » la loro uscita ed « R » l'uscita riflessa. L'angolo di radiazione è di 70°.

Fig. 58 S - Quanto visto in figura 53 S riferito all'emissione anziché alla ricezione delle radiazioni. La curva 3 indica l'andamento per il GaP (luce verde), la 4 per il GaAsP (gialla), la 5 per il GaAsP rosso, la 7 per il GaAs:Zn (infrarosso) e la 8 per il GaAs:Si (infrarosso).



Fig. 59 S - Diodo LED fornito per luce rossa, o gialla, o verde. Nel primo caso si hanno 48 mcd con 20 mA, nel secondo 16 mcd con 10 mA, e per il verde 16 mcd con 20 mA. Una versione è ad ampio angolo di emissione ed un'altra ad angolo ristretto.

Fig. 60 S - Con questa particolare esecuzione della custodia i diodi LED possono essere affiancati a distanza regolare di 5 o 2,5 mm onde creare una riga luminosa a colore unico o a tratti di diverso colore.

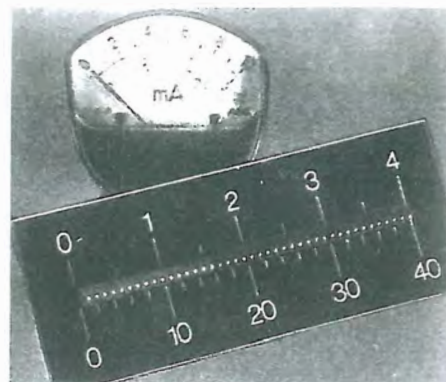


Fig. 61 S - Questo è un esempio significativo di come i diversi diodi LED di cui alla figura precedente, possono sostituire una scala di strumento di misura, solitamente ad indice.

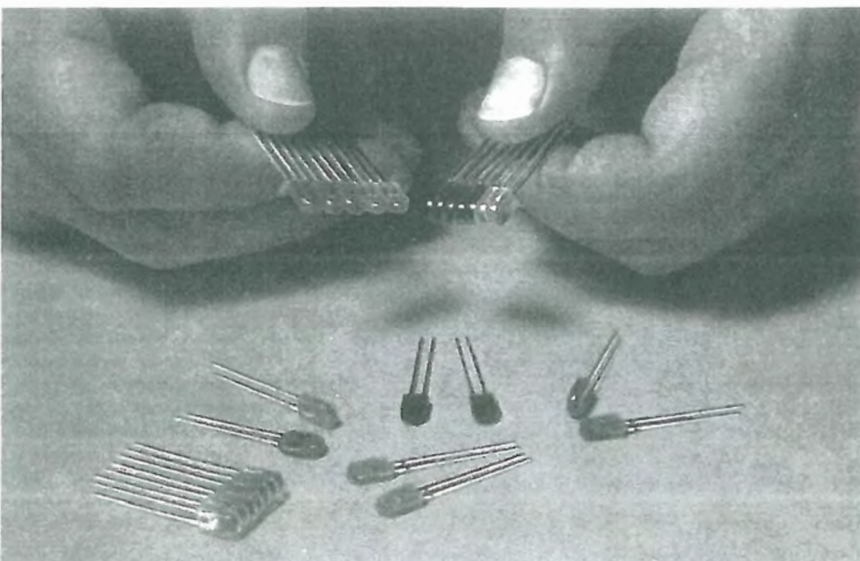
Fino a qualche tempo fa, la produzione di LED a luce verde era molto limitata, rispetto agli analoghi a luce rossa.

Sul mercato sono ora presenti con sempre maggiore frequenza, diodi luminescenti verdi che emettono luce sempre più intensa dei modelli precedenti (**figura 59 S**).

Come si rileva dalla figura 56 S, il materiale semiconduttore usato è il GaP, ossia fosfuro di gallio, la cui banda vietata, di circa 2,2 eV, permette l'emissione di luce verde.

Il fosfuro di gallio monocristallino viene prodotto allo stato purissimo, partendo da un composto binario policristallino; con procedimento epitassiale si forma successivamente il GaP « tipo n » e su questo, mediante drogaggio con zinco, si deposita la zona « p » e si crea la giunzione « pn ».

L'alto rendimento ottenuto con questo nuovo procedimento, permette l'impiego di economiche custodie in plastica incolore, senza diffusore, ed una corrente minore di oltre il 50 % rispetto ad altri LED, produce una buona intensità luminosa.



L'effetto Hall

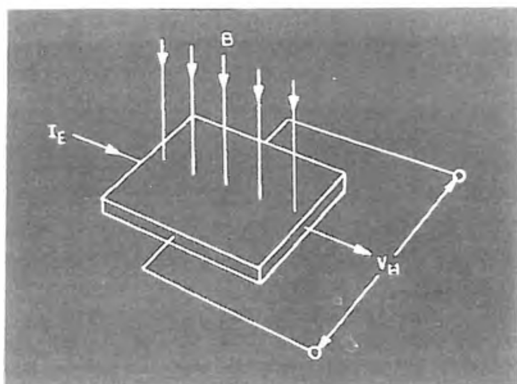


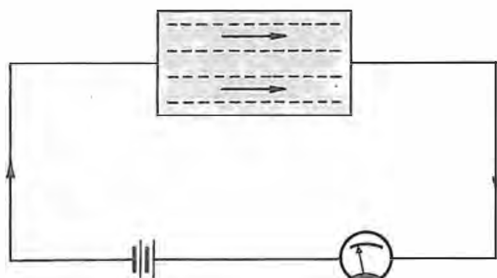
Fig. 62 S - Il valore del flusso magnetico B e della corrente di eccitazione I_E che influenzano un conduttore, determinano tra le sue estremità poste in posizione perpendicolare a queste forze, una tensione V_H detta di Hall. Essa è legata anche alla costante di Hall che è propria di ciascun elemento influenzato.

L'effetto Hall ha potuto essere pienamente sfruttato solo in questi ultimi anni, grazie allo sviluppo ed all'affermarsi della tecnologia dei semiconduttori.

Se si fa passare una corrente attraverso un materiale conduttore, oppure semiconduttore, immerso in un campo magnetico, perpendicolarmente al senso di scorrimento della corrente ed alle linee di forza del campo magnetico si stabilisce una tensione, detta **tensione Hall.**

In **figura 62 S** si vede che quando una corrente I_E fluisce longitudinalmente in un conduttore immerso in un campo magnetico con densità di flusso **B**, in direzione perpendicolare sia alla corrente, sia al flusso, è rilevabile una tensione di grandezza V_H.

Questi principî fondamentali, sappiamo, entrano in gioco nella deflessione del fascio elettronico nei tubi a raggi catodici, nella rotazione dell'indotto nei motori e nella deviazione dell'indice degli strumenti a bobina mobile.



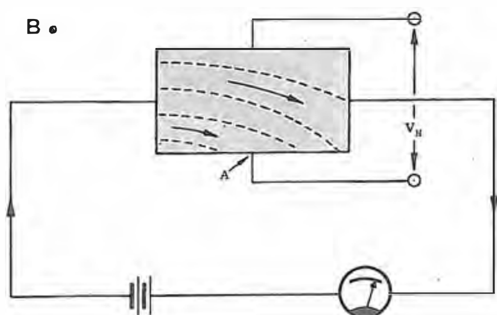


Fig. 63 S - Il primo circuito mostra un passaggio di corrente nel conduttore che è diritto e regolare. Nel caso si sottoponga lo stesso conduttore ad un flusso magnetico, gli elettroni subiscono una deviazione verso il punto A: tra questo limite e quello superiore si potrà prelevare allora la tensione V_H (tensione di Hall). Con i semiconduttori l'effetto è assai più pronunciato.

In **figura 63 S** vediamo in **A** che, applicando ad un conduttore una tensione, si ha un flusso di corrente, indicato da un amperometro.

Questo flusso di elettroni può essere influenzato, come si è detto, dalla presenza di un campo magnetico (**B** della stessa figura). In questo caso, il campo è formato da linee di flusso perpendicolari al piano della pagina e, come avviene in un tubo a raggi catodici ove il fascio subisce una deviazione, anche gli elettroni attraversanti il conduttore sono deviati dal percorso normale e spinti verso una parte del conduttore. Anche se, in definitiva, tutti gli elettroni così deviati proseguono lungo il normale circuito di conduzione, essi tendono a convergere verso « A » e, quindi, a formare una carica negativa, a sua volta originante un campo elettrico ai capi del conduttore.

La tensione Hall, tuttavia, non aumenta indefinitamente. La carica negativa già esistente in « A » tende ad opporsi ad un ulteriore flusso di elettroni; ne consegue che quando la forza meccanica originata dalla presenza del campo magnetico è esattamente uguale alla forza di repulsione tra gli elettroni, si stabilisce uno stato di equilibrio. Questo stato viene raggiunto in poche frazioni di microsecondo e, di conseguenza, la tensione Hall è capace di seguire cambiamenti sia del campo magnetico sia della corrente di eccitazione che avvengano a frequenze fino a centinaia di megahertz.

Aumentando l'intensità del campo magnetico, aumenta anche la forza esercitata sugli elettroni: « V_H » è direttamente proporzionale a « B ». Anche aumentando la corrente nel conduttore (più alta concentrazione di elettroni = numero maggiore deviato) l'ampiezza della tensione « V_H » aumenta.

Vi è un valore che influenza il risultato e che dipende dal materiale impiegato: è indicato **Kh** ed è detto **costante di Hall.** Con i conduttori il valore di « Kh » è estremamente piccolo e di conseguenza, la tensione Hall è di minima entità. Con questi materiali si generano tensioni dell'ordine del millimicrovolt (10^{-9} volt).

I materiali semiconduttori, al contrario, per la loro mobilità elettrica, consentono valori «Kh» sufficientemente elevati. Prima del loro avvento questo effetto era solo una curiosità scientifica e non poteva essere sfruttato in alcuna applicazione pratica.

DIODI MAGNETICI

I diodi magnetici, costituiti da composti binari indio-antimonio, cambiano la loro resistenza interna in funzione d'un campo magnetico esterno.

Quando sono immersi in un campo magnetico continuamente variabile, consentono la trasfor-

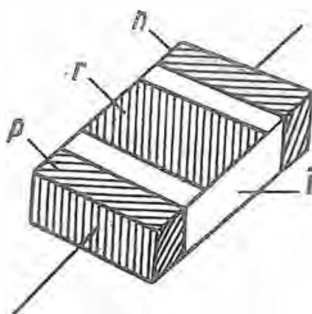


Fig. 64 S - **Il blocchetto di base è un semiconduttore intrinseco (ad esempio, germanio) per la zona « i », ed è drogato « p » ed « n » alle estremità. La zona « r » corrisponde alla « A » di figura 63 in B.**

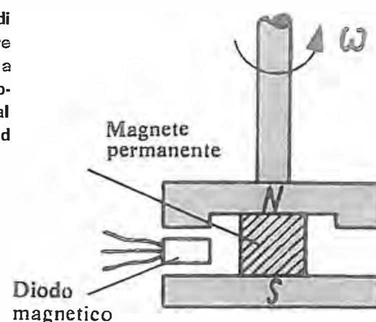


Fig. 66 S - **Per misurare la velocità di un movimento rotatorio senza caricare (attrito) il sistema rotante si applica a questo un magnete permanente che provoca una variazione della tensione al punto centrale di un doppio diodo, ad ogni incontro.**

mazione diretta di grandezze non-elettriche in grandezze elettriche.

Come è noto, un flusso di elettroni può essere deviato da un campo magnetico; il principio — ripetiamo — è largamente usato nei tubi oscillografici e TV per ottenere la deflessione del fascetto di elettroni, focalizzato presso il catodo, che dà origine al quadro luminoso dell'immagine.

Il fenomeno della deflessione degli elettroni in transito si verifica anche nei semiconduttori, in forma più o meno pronunciata: l'antimoniuro d'indio è uno dei più sensibili all'influenza dei campi magnetici.

In **figura 64 S** si può osservare la struttura di un diodo magnetico al germanio.

Le zone « p » ed « n » vengono costituite su un blocchetto di materiale intrinseco (i) però, in superficie è depositato uno straterello di sostanze che facilitano la ricombinazione degli elettroni con le cavità.

Nel semiconduttore intrinseco la « vita » degli elettroni liberi è molto più lunga che nella zona di ricombinazione (r): quindi il campo magnetico deve fare deviare gli elettroni da una zona all'altra.

Quando gli elettroni sono sospinti in zona « r » si verifica una rapida ricombinazione, donde un aumento di resistenza.

In **figura 65 S** è riportata la variazione della resistenza interna di un diodo in funzione della induzione magnetica « B »; si osservi come rovesciando la polarità del campo magnetico si

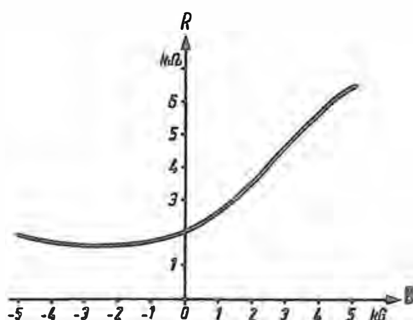


Fig. 65 S - **Resistenza interna (R) di un diodo magnetico tipico, in funzione del valore di induzione (B) ad una corrente di 2 mA. Per compensare gli effetti non voluti dipendenti dalla temperatura si impiegano doppi diodi (connessione in opposizione magnetica).**

possa invertire la curva della resistenza; per questo, il fenomeno può essere sfruttato per rivelare campi magnetici e per misurarne l'intensità. Può essere sfruttato anche in altre applicazioni, come contagiri (**figura 66 S**), commutazione di piccoli motori a corrente continua, trasmissione di dati per variazione di resistenza.

La conduttività del diodo sotto l'influenza di un campo magnetico esterno è scarsa quando le linee di forza vanno in una direzione (1ª figura) e buona, se il campo è invertito. La freccia entrante in « p » indica, appunto, la corrente che può circolare.

Nell'ultimo caso (misura del livello di liquidi, misura della pressione o del vuoto mediante soffietti) sinora l'organo sensibile è stato collegato al cursore di un potenziometro per convertire la grandezza fisica in variazione di resistenza, ma questo comporta un certo attrito e quindi riduzione di sensibilità e di precisione. Collegando invece il diodo magnetico all'organo meccanico, il libero movimento di questo, fa immergere più o meno il diodo nel campo di un potente magnete e quindi anche piccoli spostamenti si traducono in considerevoli variazioni di resistenza.

La telemisura di pressioni barometriche (palloni sonda) è avvantaggiata dall'impiego dei diodi magnetici, collegati al soffietto aneroide: impiegando due diodi in opposizione, si annullano gli errori dovuti alla variazione di resistenza causata dalle variazioni di temperatura.

Circuiti di impiego dei diodi

Ricordiamo di aver già visto, sommariamente, come il diodo a vuoto venga impiegato per il raddrizzamento della corrente alternata. Oggi però per tale scopo si impiegano diodi a giunzione che, a seconda delle potenze da rettificare, hanno l'aspetto illustrato nelle figure 32 S e 33 S.

La corrente rettificata — sappiamo — non è continua nel vero senso della parola: si tratta di impulsi ricorrenti alla frequenza di 50 Hz, se il diodo raddrizza una semionda; oppure più fitti, con frequenza di 100 Hz, se il circuito rettifica ambedue le semionde.

Nell'alimentazione di circuiti elettronici si richiede una corrente continua molto pura, simile a quella fornita dalle pile e dagli accumulatori, quindi è indispensabile che il circuito raddrizzatore sia seguito da un **filtro** che nella forma più elementare, come si vede in **figura 67 S**, è costituito da un condensatore di grande capacità, dell'ordine di parecchi microfarad.

Dopo i primi impulsi di carica, nei quali il condensatore C assorbe forti correnti, la ten-

sione ai suoi capi si stabilizza ad un livello generalmente maggiore del valore efficace della tensione alternata al secondario del trasformatore.

Se il circuito utilizzatore collegato ai suoi capi richiede una modesta corrente, la **costante di tempo** determinata dalla capacità di C e dalla resistenza equivalente del carico ($R = V/I$) è talmente lunga da non risentire della pulsazione a 50 o 100 Hz della corrente che passando attraverso il diodo (od i diodi) provvede a

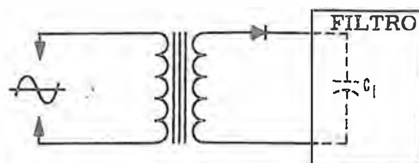
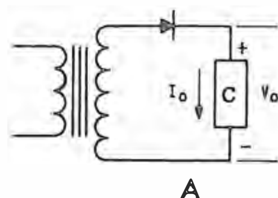


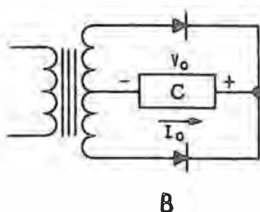
Fig. 67 S - La corrente continua che si richiede ad un alimentatore per apparecchiature elettroniche, occorre sia quanto più « pura » possibile; è per questo che al raddrizzatore fa seguito sempre un filtro capacitivo.

mantenere il condensatore allo stato di massima carica.

In questo caso, piuttosto ideale, e cioè, condensatore di grande capacità e corrente nel carico piccola, si ha una corrente continua che fluttua intorno al valore nominale solo di una piccolissima percentuale: dallo 0,1 % all'1 %.

Se la capacità di C è insufficiente, ovvero se la corrente assorbita è grande (quindi la costante di tempo della resistenza equivalente del carico moltiplicata per la capacità, è ridotta) la pulsazione sarà molto maggiore, e quindi, perché possa essere accettabile, occorre un filtro più complesso, ad esempio a π, costituito da una induttanza a nucleo di ferro (impedenza) in serie, preceduta e seguita da due grosse capacità in parallelo fra il polo positivo e la massa.





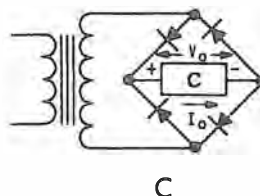


Fig. 68 S - In A circuito classico di rettificazione di 1 semionda; « C » indica il carico. Se esso è resistivo la tensione ottenibile è il 40% di quella alternata (efficace) fornita, mentre con carico capacitivo si ha dal 110 al 120%. In B, rettificazione di 2 semionde: uscita del 40 e 55% rispettivamente; in C, rettificazione a ponte: uscita dell'80 e 110%.

I circuiti raddrizzatori tipici per piccole potenze, alimentazione c.a. monofase, sono illustrati in **figura 68 S**: in A) il circuito più semplice, raddrizzatore di una semionda; in B) il raddrizzatore di due semionde, mediante ponte di 4 diodi. In C) un altro circuito raddrizzatore delle due semionde, con due diodi: l'inconveniente principale di questo circuito è dovuto al fatto che la corrente scorre alternativamente (quando il rispettivo diodo conduce) in una sola metà del secondario; quindi, la tensione efficace di quest'ultimo deve essere il doppio di quella richiesta dal circuito B) per ottenere la stessa tensione continua.

I tre circuiti sopra illustrati, caricano il condensatore di filtro come è stato evidenziato a proposito della figura 67 S; però le correnti e tensioni massime che i diodi debbono sopportare, sono differenti, quando si considera il comportamento del circuito ad una semionda e di quello a due semionde.

Raddrizzatore di 1 semionda

Facciamo riferimento alla figura 67 S. La carica iniziale di C provoca un fortissimo impulso di corrente (I_p) attraverso il diodo: questa condizione è però prevista dai fabbricanti di diodi a semiconduttore; ad esempio, un tipo dato per una corrente massima di 1 A, può ammettere, per la durata di 2 millisecondi, una $I_p = 25$ A.

La capacità massima da impiegare per C viene limitata da questo fattore. In generale, la capacità massima che non ecceda i 25 A (entro 2 ms) è minore di quella ideale che consentirebbe il migliore filtraggio.

La corrente massima di 1 A non può essere sfruttata totalmente; la corrente continua circolante nel carico dovrà essere minore.

Invero, dopo la forte corrente iniziale, il condensatore ha una lenta scarica verso il carico (utilizzatore) ma gli impulsi di ricarica che il diodo fornisce ogni mezzo periodo, sono circa due volte e mezza più grandi della corrente continua, quindi tale corrente sarà al massimo, 400 mA = (1A : 2,5).

Dal punto di vista delle tensioni, il raddrizzatore ad una semionda, in condizione di tensione inversa, deve sopportare potenziali pari a 2,8 la tensione efficace misurata agli estremi del secondario. In un diodo con massima tensione inversa di 500 V, la tensione secondaria non potrà eccedere perciò i 170 V (500 : 2,8).

Riguardo alla tensione continua disponibile ai capi di C (figura 67 S), questa, se il carico assorbe una debole corrente, tende a stabilizzarsi sul valore di 1,4 volte la c.a. efficace; quindi, se al secondario abbiamo 170 V, la tensione continua che il condensatore deve sopportare non sarà minore di 238 V ($170 \times 1,4$).

Via-via che la corrente nel carico aumenta, la tensione discende dai 238 V e tende verso i 170 V.

Raddrizzatore di 2 semionde

La pulsazione di 100 Hz, invece che di 50 Hz, offre possibilità di un migliore filtraggio; inoltre, il primo impulso di carica I_p, a parità di

capacità, rispetto all'esempio precedente, è la metà. Quindi, si possono usare condensatori di maggiore capacità ottenendo, anche per questo motivo, un filtraggio migliore, ossia una pulsazione percentualmente inferiore.

La corrente nei diodi è minore che nel semplice raddrizzatore ad una semionda; il fattore di utilizzazione sale a 0,6, quindi con diodi che ammettono 1 A max, la corrente continua nell'utilizzatore può salire a 600 mA (1 A × 0,6).

Nei due circuiti B e C di figura 68 S la massima tensione inversa è solo 1,4 la tensione efficace; quest'ultima potrà essere 340 V se il diodo ha una tensione inversa massima di 500 V.

Se si adotta una V_{eff} di 340 V, la tensione a vuoto, ai capi del condensatore di filtro sarà circa 500 V ossia 340 V × 1,4.

Impiego degli Zener

Come si rileva dalla caratteristica di figura 15 S, il diodo Zener montato in un circuito in corrente continua, in modo da essere polarizzato inversamente, viene attraversato da una corrente inversa che sarebbe distruttiva, se non venisse limitata da una resistenza in serie, come R in figura 16 S.

Quando la corrente inversa è abbastanza consistente, la caduta di tensione ai capi del diodo è pressoché costante, e questa particolarità viene utilizzata per stabilizzare la corrente continua d'alimentazione.

Difatti — come abbiamo appreso in precedenza — la tensione continua al condensatore di filtro di un raddrizzatore non è affatto costante, anzi può avere variazioni di un buon 40 % a seconda della corrente circolante nel carico.

Per una efficiente regolazione, è necessario che la tensione a monte della R di figura 16 S, sia maggiore della tensione di zener; ad esempio, se l'utilizzatore richiede 28 V, si sceglie un diodo zener da 28 V ma si progetta un circuito raddrizzatore in grado di fornire 40 o 50 V.

Per una buona regolazione, entro ampi limiti, la corrente che scorre nel diodo zener sarà circa un quinto di quella assorbita mediamente dal carico.

Stabiliti questi valori approssimativi, si può calcolare la resistenza R.

$$R = \frac{V - V_z}{I_c + I_z}$$

in cui V = tensione minima ai capi del condensatore di filtro;

V_z = tensione del diodo zener;

I_c = corrente nel carico;

I_z = corrente nello zener = 0,2 I_c.

Ad esempio, se V = 48 V; V_z = 28 V; I_c = 100 mA; I_z = 20 mA.

La resistenza serie $R = \frac{20\ V}{120 \times 10^{-3}} = 166\ \Omega$;

la potenza da dissipare è circa 2,5 W.

La potenza dissipata nello zener è 0,56 W, quindi è bene scegliere un modello da 1 W.

Il regolatore di tensione a diodo zener ha una risposta rapidissima, quindi tende a livellare anche le pulsazioni a 100 hertz presenti all'uscita del condensatore di filtro; pertanto, un altro vantaggio del regolatore è il perfetto filtraggio della tensione regolata. Data la sua bassissima resistenza dinamica, il diodo zener si comporta come un condensatore di filtro la cui capacità sia migliaia di microfarad.

Le applicazioni degli zener sono moltissime, a parte altri circuiti regolatori di tensione d'alimentazione, più o meno complessi; questi versatili diodi sono impiegati con strumenti di misura, anche allo scopo di protezione; sono pure usati per diversificare le funzioni dei relé, nei circuiti logici, ed in tantissime applicazioni dell'elettronica industriale.

Diodi a capacità variabile

Tanto i Varicap quanto i Varactor stanno assumendo un'importanza sempre maggiore nell'elettronica.

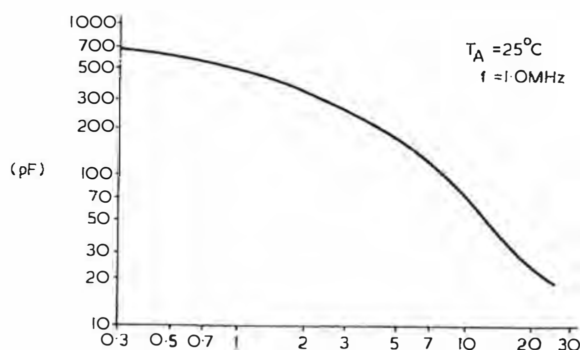


Fig. 69 S - Con 1 V di tensione applicata la capacità è di circa 500 pF: essa scende a 20 pF con 25 V. Con la tensione più bassa il fattore di merito (Q) è di 150 (1 MHz) ma sale a 1 000 per 4 V ed a 4 000 per 20 V.

I Varicap sostituiscono, ogni qual volta se ne presenti la vantaggiosa possibilità, i condensatori variabili per la sintonia continua nei ricevitori.

Fino a poco tempo fa, a causa delle limitate escursioni di capacità (figura 42 S), l'impiego dei diodi varicap era limitato ai ricevitori per onde decametriche e per VHF, nonché ai televisori; oggi si hanno varicap di grande capacità con un rapporto di variazione del valore da 10:1.

Vediamo ad esempio, il triplo varicap MVAM1 le cui caratteristiche sono riportate in **figura 69 S**; da esse si rivela che la sua capacità massima rende il dispositivo idoneo a sostituire i costosi condensatori variabili nei ricevitori domestici ed autoradio anche ad onde medie.

Il processo di produzione « per bombardamento ionico » permette di realizzare il triplo diodo su un solo substrato, con tolleranze di capacità comprese entro l'1,5 % nell'intera gamma coperta.

In **figura 70 S** sono riportate le dimensioni e lo schema elettrico del varicap triplo: mediante un potenziometro con manopola a demoltiplica ed una sorgente di tensione stabilizzata, di 25 V, si realizza il comando unico per la sintonia di una supereterodina, variando contemporaneamente la capacità di accordo dell'amplificatore AF, dello stadio mescolatore e dell'oscillatore locale.

Il dispositivo a comando elettrico, si presta anche alla sintonia con ricerca automatica delle stazioni così utile nelle autoradio, ed alla predisposizione di canali fissi, tarando opportunamente tanti piccoli potenziometri quanti sono i canali desiderati, ed inserendone uno alla volta mediante un commutatore a pulsanti (è ciò che si può riscontrare oggi nella quasi totalità dei televisori di moderna costruzione).

I varactor sono strutturati come i diodi raddrizzatori; hanno, di norma, un gambo filettato per il fissaggio ad un dissipatore che provvede a mantenere la temperatura di lavoro al di sotto dei 120 °C.

I tipi più economici, largamente impiegati dagli amatori, possono dissipare potenze di 25 W con un rendimento non minore del 50 %.

Generalmente si utilizzano i varactor come triplicatori, perché le gamme amatori sono correlate in rapporto 1 : 3. Il trasmettitore da 144 MHz pilota uno stadio a Varactor, con uscita su 432 MHz; ovvero, il trasmettitore da 432 MHz pilota il Varactor per la resa su 1 296 MHz.

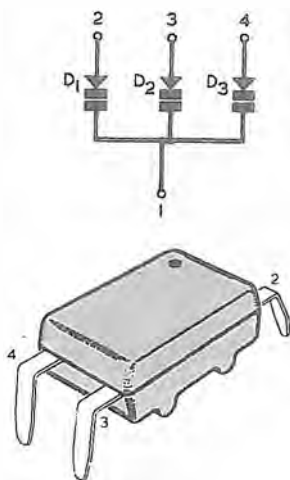


Fig. 70 S - Il diodo triplo per sintonizzazione è indicato come sopra negli schemi; l'aspetto è quello qui illustrato e le dimensioni sono di 5 mm per 7 mm. Collegando a massa l'elettrodo comune « 1 » agli anodi devono pervenire tensioni negative.

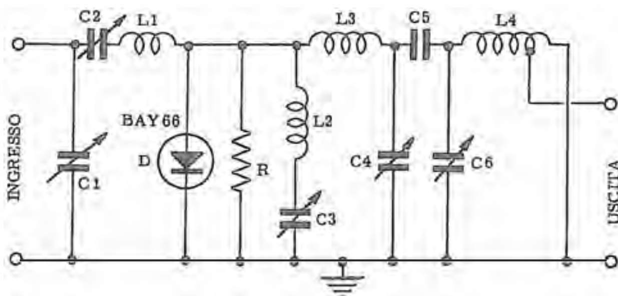


Fig. 71 S - L'impiego di un diodo Varactor in un trasmettitore per dilettanti consente di moltiplicare la frequenza con elevato rendimento e semplicità.

In **figura 71 S** è riportato uno schema tipico:

— C2/L1 costituiscono un circuito risonante in serie, accordato sulla frequenza d'ingresso, in questo caso 144 MHz.

— C3/L2 sono accordati sulla 2ª armonica, ossia 288 MHz.

— L3 ed L4 mediante i rispettivi condensatori regolabili, sono sintonizzati sulla 3ª armonica.

Come si osserva, il circuito con diodo varactor non richiede alcuna alimentazione; grazie alla caratteristica molto ripida della curva tensione-capacità, si ottiene la moltiplicazione ad alto rendimento della frequenza del segnale applicato all'ingresso.



Fig. 72 S - Realizzazione del triplicatore di frequenza di cui allo schema della figura precedente. Per una potenza di ingresso da 5 a 11 W si ha un'uscita da 3 a 7 W con un'efficienza di oltre l'80% del diodo, considerate le perdite del circuito.

Se si pensa che tanto le valvole quanto i transistori possono operare come amplificatori moltiplicatori di frequenza, con rendimenti non maggiori dei varactor, ci si rende conto dei vantaggi dell'impiego del diodo, che, oltre a non richiedere alimentazione necessita di un numero molto inferiore di componenti accessori.

Il circuito C3/L2, accordato sulla seconda armonica, non sarebbe necessario, però la sua presenza migliora il rendimento; difatti, la seconda armonica, invece d'andare perduta, si somma alla componente a frequenza fondamentale e rinforza il segnale in terza armonica ottenuto per moltiplicazione diretta.

In **figura 72 S** si vede la realizzazione entro una cassettina metallica: le bobine per le frequenze minori sono facilmente identificabili: la L4 che risuona su 432 MHz, è costituita dalla striscia di rame (a destra); vicino all'estremità collegata a massa, è realizzata la presa per l'uscita a bassa impedenza attraverso il connettore per cavo concentrico.

Resistori speciali

I semiconduttori composti vengono spesso impiegati per la produzione di resistori dotati di particolari caratteristiche.

In tabella sono riportati alcuni dei principali elementi che possono avere proprietà semiconduttrici proprie, come il germanio od il silicio; ovvero possono dare origine a composti semiconduttori.

In precedenza abbiamo più volte fatto richiamo all'Arseniuro di Gallio, ma altri composti hanno assunto notevole importanza nella tecnica elettronica, per certi peculiari caratteri.

Alcuni di questi composti, allo stato policristallino o monocristallino, vengono utilizzati per la produzione di speciali resistenze; le più importanti, che hanno largo impiego in ogni campo sono:

— i fotoresistori; la resistività varia in funzione della intensità della luce incidente;

— i termistori; in essi la resistività ha ampie variazioni in funzione della temperatura;

— i varistori; resistenze non lineari il cui valore diminuisce con l'aumentare della corrente che li attraversa.

Come è facile intuire, questi componenti non hanno né drogaggio né giunzione; pertanto, non hanno nulla in comune con i diodi, sebbene anche questi ultimi siano dotati di caratteristiche che a seconda dei casi, li rendono o rivelatori di radiazioni luminose, o resistenze non lineari.

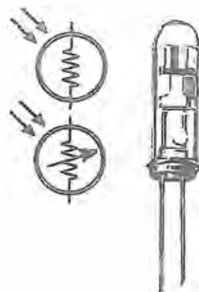


Fig. 73 S - Fotoresistenza racchiusa in un bulbo di vetro del tipo micromignon e, accanto, i simboli schematici più frequentemente usati per indicare le fotoresistenze.

Fotoresistenze

Si tratta di piccole quantità di miscugli di solfuro di cadmio, con tracce di rame, iodio, cloro poste in minuscoli bulbi di vetro (**figura 73 S**).

Quando si trovano all'oscuro, la loro resistenza è altissima, però tale resistenza ohmica scende a valori relativamente bassi in condizioni di illuminazione anche debole.

Valori tipici, per fotoresistenze di tipo normale, sono: 3,5 MΩ all'oscuro, 30 kΩ al livello di illuminazione di 1 lux; 600 ohm quando l'illuminazione è abbastanza forte, come 50 lux.

Il circuito di impiego della fotoresistenza è semplicissimo: **figura 74 S**; la sorgente di alimentazione, stabilizzata, è generalmente compresa fra 5 e 50 V.

La riduzione della resistività in presenza della luce, è dovuta alla considerevole produzione di coppie elettroni-cavità nel semiconduttore composto da cadmio e zolfo; il meccanismo è eguale a quello illustrato in figura 17 S, ma l'azione dei fotoni su questo composto binario è molto più energica di quella che si verificherebbe in un elemento puro, come il germanio.

La sensibilità delle fotoresistenze è altissima, rispetto ad altri fotorivelatori, come si può osservare in **figura 75 S**; sensibilità maggiori, intese come correnti (I_a) circolanti nel carico, in rapporto alla intensità d'illuminazione espressa in lux, si ottengono solo con i foto-moltiplicatori.

A questi complessi e costosi tubi elettronici, che richiedono anche una elaborata alimentazione, abbiamo accennato a pagina 29 r, unitamente alle fotocellule a riempimento gassoso ed a vuoto spinto.

Purtroppo la fotoresistenza ha lo svantaggio di una risposta frequenziale molto bassa (**figura 76 S**) che ne limita l'impiego a quelle applicazioni in cui le variazioni siano piuttosto lente; essa ha invece larga applicazione nell'apertura e chiusura di porte, arresto e movimento di nastri trasportatori in assenza o presenza di materiale, blocco di scale mobili ed ascensori.

Per la semplicità ed efficienza del circuito, essa è ormai generalmente usata anche per il bloccaggio dei bruciatori di riscaldamento domestico, in caso di assenza di fiamma.

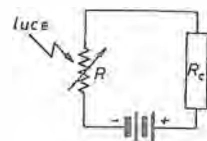


Fig. 74 S - La fotoresistenza (indicata R) dal punto di vista circuitale è di semplice ed intuitiva applicazione; essa va posta in serie alla tensione che alimenta il carico (R_C).

Nella figura 76 S osserviamo anche, che soltanto i fotodiodi e le fotocellule a vuoto spinto

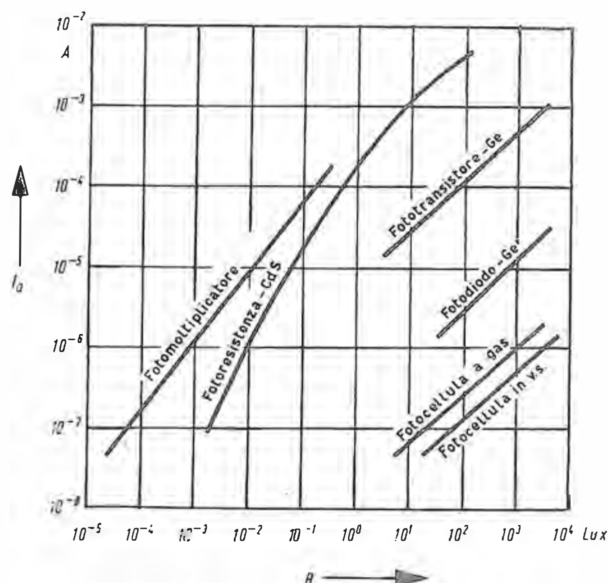


Fig. 75 S - Corrente di conduzione (I_a) ottenibile in funzione dell'intensità d'illuminazione (B) per diversi tipi di dispositivi fotoelettrici. Come si vede la fotoresistenza al Cds ha un rendimento molto alto.

possono essere utilizzate allorché le frequenze da riprodurre sono maggiori di 10 Hz: la fotocellula a vuoto spinto è stata impiegata nel cinema professionale, il fotodiodo, nel cinema d'amatore, passo 8 e 15 mm.

TABELLA 1 S — ELEMENTI IMPIEGATI PER REALIZZARE SEMICONDUTTORI COMPOSTI

Gruppo II 2 elettroni di valenza		Gruppo III 3 elettroni di valenza		Gruppo IV 4 elettroni di valenza		Gruppo V 5 elettroni di valenza		Gruppo VI 6 elettroni di valenza	
Berilio	(Be)	Boro	(B)	Carbone	(C)	Azoto	(N)	Ossigeno	(O)
Magnesio	(Mg)	Alluminio	(Al)	Silicio	(Si)	Fosforo	(P)	Zolfo	(S)
Zinco	(Zn)	Gallio	(Ga)	Germanio	(Ge)	Arsenico	(As)	Selenio	(Se)
Cadmio	(Cd)	Indio	(In)	Stagno	(Sn)	Antimonio	(Sb)	Tellurio	(Te)
Mercurio	(Hg)	Tallio	(Tl)	Piombo	(Pb)	Bismuto	(Bi)		

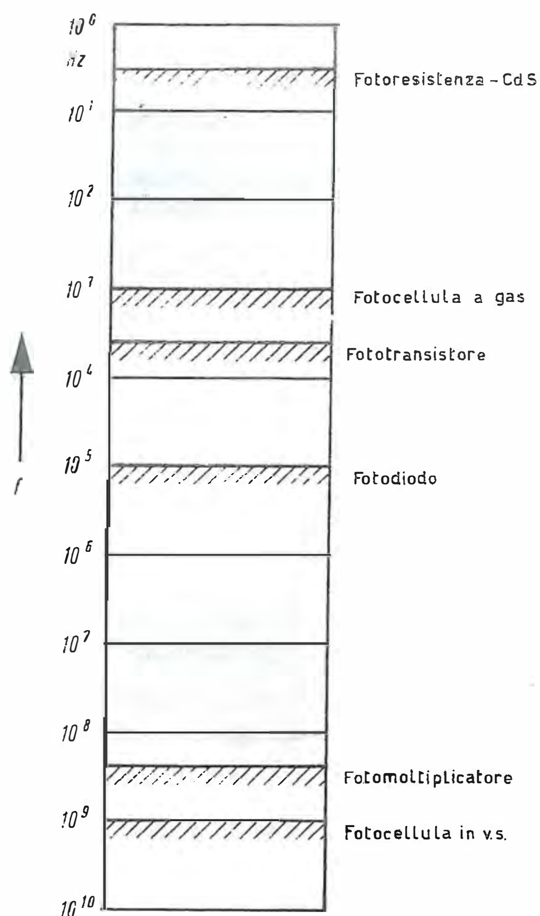


Fig. 76 S - Il grafico indica a quale frequenza massima l'elemento fotoelettrico citato può rispondere: oltre a tale frequenza il dispositivo risulta interdetto. Come si vede, al vantaggio dell'alta sensibilità della fotoresistenza corrisponde basso valore di frequenza utile.

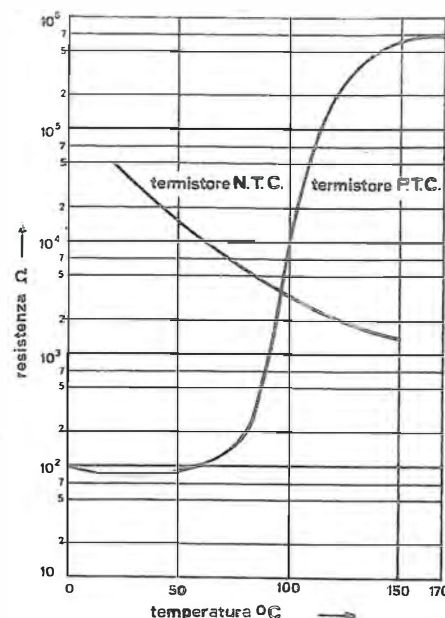


Fig. 77 S - Le due curve riportano l'andamento del valore resistivo al variare della temperatura propria, per elementi a coefficiente negativo (NTC: la resistenza diminuisce con l'aumento di temperatura) e per elementi a coefficiente positivo (PTC: fenomeno contrario).

I termistori

In generale sono costituiti da agglomerati policristallini; si suddividono in due grandi categorie: quelli a coefficiente di temperatura negativo, e quelli a coefficiente positivo. I primi sono noti con la sigla NTC; i secondi sono indicati con PTC. Curve caratteristiche delle vazioni di resistenza al variare della temperatura, sia per l'uno che per l'altro tipo, sono rilevabili in **figura 77 S**. Le forme più usate sono a cilindro o a dischetto (**figura 78 S**).

NTC - COEFFICIENTE NEGATIVO

Entro un campo di temperature compreso fra —20 °C e 180 °C la loro resistenza elettrica può variare con un coefficiente pari a 1 000; quindi con gli NTC vengono realizzate sonde molto economiche ed efficienti, nelle quali la variazione della grandezza elettrica, in funzione di una piccola variazione termica, è talmente grande, da poter essere utilizzata senza particolare amplificazione.

La corrente che scorre nel termistore è dunque, funzione della sua temperatura, e della tensione applicata; perciò, occorre impiegare una sorgente di energia stabilizzata, affinché le variazioni di resistenza siano effettivamente dipendenti dal solo parametro che interessa: la temperatura.



Fig. 78 S - La forma dei termistori è generalmente quella qui illustrata: dischetti, barrette, bastoncini, ecc. Le dimensioni dipendono, ovviamente, dalla dissipazione prevista.

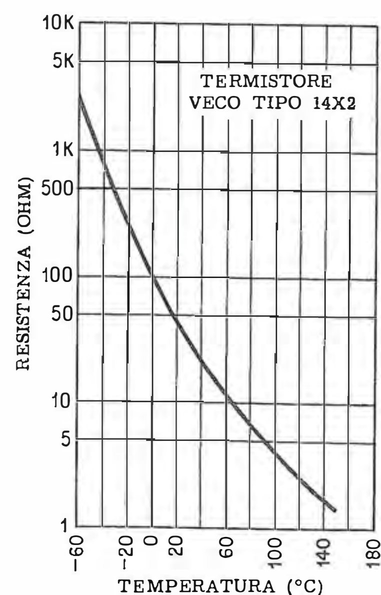


Fig. 79 S - Il tipico comportamento dei termistori è tale anche a temperature al di sotto dello zero e ciò può essere molto utile. Si osservi qui come da —60 °C a +150 °C si attui una variazione nel rapporto di 2 000 a 1.

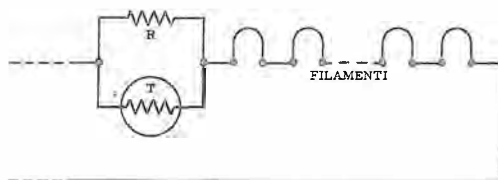


Fig. 80 S - Un esempio classico di impiego di termistore (NTC) lo si riscontra nelle apparecchiature a valvole ove, inserito in serie alla catena dei « filamenti », fa in modo che ad essi la tensione pervenga gradualmente.

La resistenza è indipendente dal senso in cui scorre la corrente, perciò i termistori possono anche essere alimentati con correnti alternate.

I termistori NTC « negative temperature coefficient » sono costituiti da ossidi: ferro, cromo, manganese, cobalto, nichel; questi ossidi allo stato puro hanno una resistenza molto elevata, ma assumono caratteristiche di semiconduttori quando formano composti con sostanze che hanno diversa valenza.

Un composto tipico è l'ossido di ferro, cui vengono aggiunti ioni di titanio: al crescere della temperatura si ha una progressiva formazione di elettroni liberi e la conducibilità del materiale aumenta. Il processo non è dissimile da quello che caratterizza un semiconduttore « tipo n ».

Variando la natura dei componenti e le percentuali, si ottengono termistori che a 18 °C hanno resistenze differenti e nei quali il ΔR in funzione del Δt è diverso; in **figura 79 S** è riportata la caratteristica di un NTC molto comune.

Gli NTC hanno moltissime applicazioni nelle misure, regolazione, allarme di temperature, sia nell'industria che per impieghi domestici: dalla regolazione di temperature nei processi di lavorazione, alla temperatura ambiente (termostati) alla compensazione dei parametri di funzionamento in apparecchiature elettroniche tran-

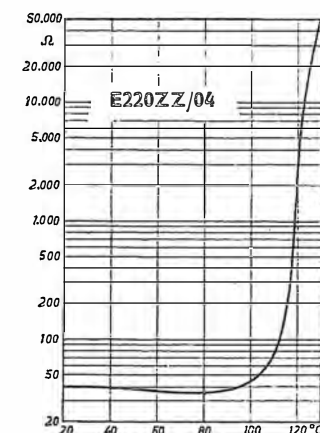
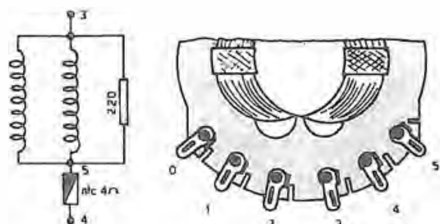


Fig. 82 S - Questa curva, come si vede, ha andamento contrario a quella di cui alla figura 79 S; si tratta infatti, di termistore PTC. I diversi modelli sono classificati dal costruttore, tra l'altro, con la « temperatura di transizione »: è quella alla quale la resistenza è 2 volte il valore riscontrabile a 25 °C; nel l'esempio, essa è +110 °C (da 40 a 80 °C).



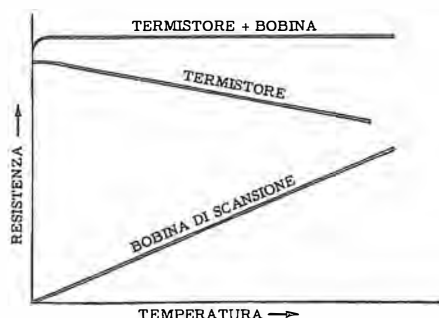


Fig. 81 S - Un altro esempio di impiego di termistore (NTC) lo si ha in molti televisori. L'avvolgimento (giogo) che deflette il fascio elettronico (scansione verticale) riscaldandosi col funzionamento continuato, altera la sua resistenza e ciò provoca variazione dell'altezza di immagine: si compensa, ponendo un termistore sull'avvolgimento che — connesso in serie alle bobine — col suo aumento ohmico neutralizza la variazione. A fianco, i due andamenti ed il risultato.

sistorizzate. Le **figure 80** e **81 S** si riferiscono a due applicazioni molto note nel campo dei ricevitori radio e TV.

PTC - COEFFICIENTE POSITIVO

Questi resistori, siglati PTC (« positive temperature coefficient ») sono prodotti con titanio di bario strutturato in numerosi cristallini, « legati » fra loro, durante il processo di produzione.

Al crescere della temperatura, i cristalli in crescente vibrazione formano delle barriere omogenee che ostacolano la circolazione degli elettroni, donde un aumento della resistività, di gran lunga maggiore di quella che si verifica nei metalli.

In figura 77 S si osserva che passando da 60 °C a 100 °C la resistenza sale da 200 a 10 000 ohm. Un altro esemplare (**figura 82 S**) mostra una variazione, da 20 °C a 130 °C, di circa 50 000 ohm.

I termistori hanno numerosi, interessanti impieghi: fra l'altro vengono montati sugli avvolgimenti di statore dei motori, con lo scopo di impedire che le matasse di filo smaltato possano « bruciarsi » in conseguenza di sovracca-

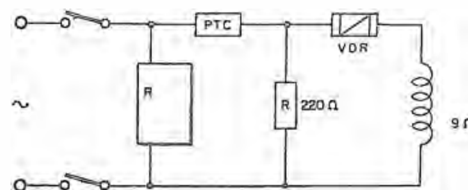


Fig. 83 S - Nei televisori a colori, ad ogni accensione dell'apparecchio (R) si deve dar luogo ad un intenso flusso magnetico di smagnetizzazione del tubo. La bobina prevista deve, poco dopo, non avere più influenza, ciò che si ottiene grazie al comportamento resistivo del PTC.

rico. Altre applicazioni come segnalazione, allarme od arresto automatico si hanno in svariati campi, che vanno dalla televisione alle automobili (temperatura dell'acqua).

La **figura 83 S** illustra un'applicazione tipica di un termistore a coefficiente positivo e cioè PTc. L'azione si svolge in abbinamento a quella caratteristica di un altro resistore speciale, il VDR, di cui diremo tra breve. Per ridurre, dopo l'effetto iniziale, la corrente nella bobina, si inserisce la resistenza R. Vi sono ora nuovi termistori che abbinati in parallelo-serie consentono una stabilizzazione della corrente residua sul valore di 2 soli milliampère; il picco iniziale di smagnetizzazione è di 5 ampère.

Un altro impiego dei PTC è quello della regolazione della corrente assorbita da un transistore, in funzione della temperatura: il PTC posto in serie fra il transistore e l'alimentazione, fa diminuire la corrente assorbita, via-via che la temperatura aumenta.

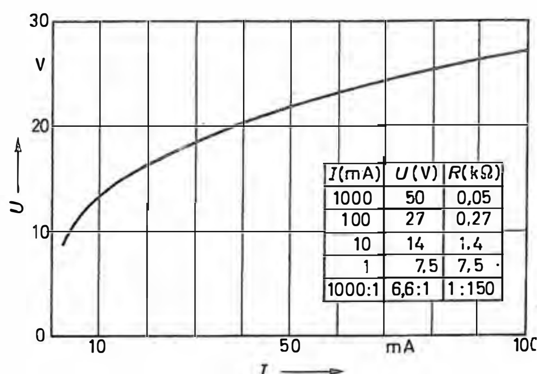
La corrente produce il riscaldamento del transistore e quindi degli oggetti posti vicino.

Si realizzano in tale maniera delle celle termostatiche poco più grandi d'una scatola di fiammiferi, in grado di mantenere costante la temperatura di un componente, come ad esempio le lamine di cristallo che stabilizzano la frequenza delle oscillazioni ma sono piuttosto

sensibili alla temperatura: questo artificio è largamente impiegato nei trasmettitori, nei ricevitori, nei frequenziometri numerici (digitali).

VDR o varistori

Sono costituiti da carburo di silicio, stampato in cilindretti e dischetti. Carbonio e silicio sono due elementi tetravalenti; quando essi si uniscono per formare un composto binario, ad



I(mA)	U(V)	R(kΩ)
1000	50	0,05
100	27	0,27
10	14	1,4
1	7,5	7,5
1000:1	6,6:1	1:150

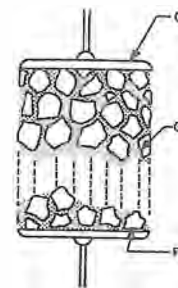
Fig. 84 S - Comportamento di un varistore al variare della tensione. L'andamento non è lineare: i dati in tabella mostrano come per una variazione di tensione di rapporto 6,6 a 1 si abbia un mutamento di resistenza da 1 a 150 (e di corrente, da 1 000 a 1).

ogni atomo di silicio, si associa un atomo di carbonio.

Più noto col nome di carborundum, ha molti impieghi industriali, per la sua durezza; molti anni orsono si producevano, con esso, rivelatori delle onde radio.

Gli impieghi moderni del carburo di silicio sfruttano una particolarità di questo materiale: la resistenza ohmica diminuisce all'aumentare della tensione, quindi per forti impulsi di tensione esso si comporta quasi come un cortocircuito, salvo ritornare all'alta resistività, una volta terminato l'impulso.

Fig. 85 S - Veduta in sezione di un varistore di tipo MOV. Tra le due superfici metallizzate (C) vi è un composto, pressato, di cristalli (F) e di grani (G). Forma (solitamente a disco) e dimensioni sono facilmente variabili in sede costruttiva.



I varistori sfruttano appunto, questa caratteristica; essi sono utilizzati specialmente per proteggere contatti mobili come quelli degli interruttori, dei relé e simili. L'extracorrente di apertura, invece di fondere parzialmente i contatti e corroderli, dissipa la sua energia nel varistore posto in parallelo ai contatti stessi.

Un lampeggiatore elettronico

Alimentato direttamente dalla batteria dell'auto, di ridottissime dimensioni, facilmente installabile, questo dispositivo permette un lampeggiamento di tutte le luci all'uopo previste, alla cadenza di un'accensione-spegnimento per secondo. Può essere impiegato anche per molti altri usi considerando che su ciascuna delle due vie azionate può essere commutata una corrente di 5 ampère con tensione anche di 220 volt.



Utilità del dispositivo

Questo utile dispositivo permette di accendere contemporaneamente tutti i lampeggiatori in caso di sosta di un'automobile in zona pericolosa o con scarsa visibilità.

Una luce lampeggiante rossa o arancione è ottimamente distinguibile anche a distanza notevole; quando non vi siano limitazioni di visibilità dovute a curve o dossi, il sistema dei lampeggiatori è senz'altro più efficace, dal punto di vista della sicurezza, del triangolo di segnalazione di auto ferma, specie in caso di nebbia, pioggia o mancanza di illuminazione pubblica.

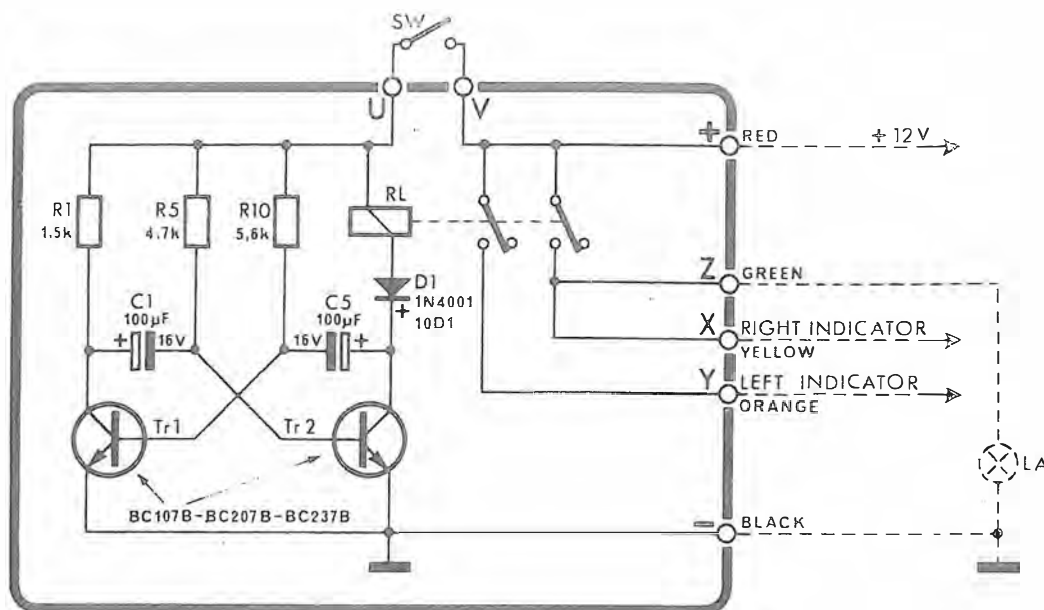


Fig. 86 S - I condensatori C1 e C5 si caricano e si scaricano alternativamente in relazione al comportamento dei due transistori ad essi connessi: questi ultimi per certi valori di tensione sono in conduzione e per altri valori risultano interdetti. Tale loro situazione si presenta però in alternativa tra Tr1 e Tr2 per cui si verifica una instabilità periodica che dà il nome al circuito (multivibratore astabile).

Un ulteriore vantaggio di questo sistema è che esso può essere messo in funzione immediatamente al verificarsi della situazione di emergenza.

Il circuito elettronico è semplicissimo ed è un interruttore intermittente con tempi di accensione e di spegnimento molto precisi e costanti nel tempo, cosa che non è possibile ottenere con i consueti lampeggiatori a bimetallo, nei quali la cadenza dipende dalla corrente passante e quindi sia dal valore del carico che della tensione.

Naturalmente la possibilità di impiego di un buon lampeggiatore non si può limitare ad una sola applicazione. In altre parole, può avere le più varie applicazioni anche se in origine esso sia stato concepito per far funzionare tutte insieme le luci lampeggianti di un'autovettura.

Può essere usato per l'accensione intermittente delle luci di ingombro di « roulotte », rimorchi, ecc.; può servire per far funzionare le prescritte luci su imbarcazioni alla fonda.

Un'altra applicazione è l'accensione intermittente di insegne pubblicitarie, con esclusione dei tipi a tubi fluorescenti, a causa dell'inerzia nell'accensione.

Interessante è pure l'uso che se ne può fare per illuminazione intermittente di un albero di Natale, dato che in questo caso l'intermittenza è ottenuta normalmente con sistemi bimetallo di poco prezzo ma di funzionamento quanto mai incerto.

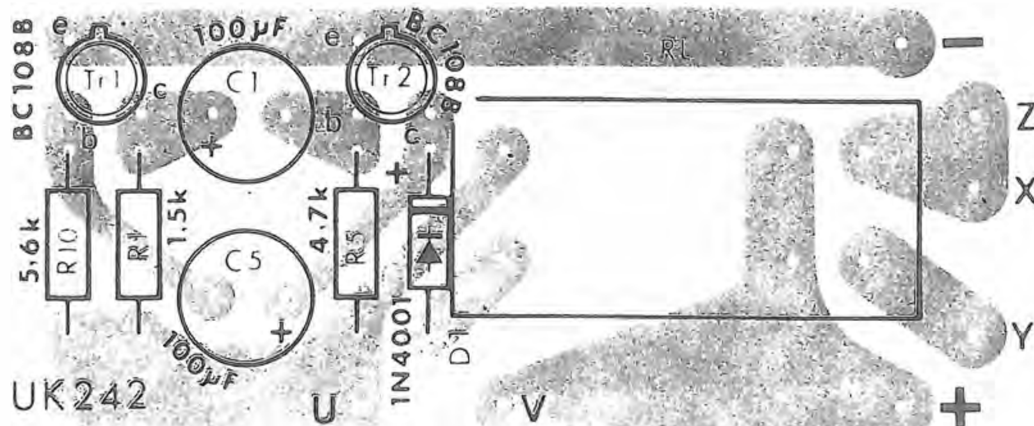
La portata dei contatti di questo interruttore è di 5 A, corrente che è assolutamente sconsigliabile superare, ma che è più che sufficiente per tutte le applicazioni sin qui elencate.

Lo schema elettrico

Lo schema mostra la configurazione circuitale del multivibratore astabile: una configurazione che se anche non è stata ancora argomento del nostro testo si può riassumere brevemente qui.

Supponiamo che all'istante iniziale il transistore Tr 2 sia interdetto (cioè, bloccato: vale a dire non funzionante) ed il Tr 1 sia in saturazione, ossia praticamente in corto circuito tra collettore ed emettitore.

Dal momento che Tr 2 è bloccato si può dedurre che la sua base sia a potenziale negativo, però essa non può rimanere a lungo a questo potenziale in quanto una corrente passa attraverso R 5 modificando la carica del condensatore C 1.



La piastrina del circuito stampato è semplice, come lo è la realizzazione che consiste nell'inserimento di solo nove componenti.

Questa corrente scaricherà C 1 e passerà successivamente verso la massa attraverso Tr 1 che, come si è detto, essendo saturato, si comporta come un corto circuito.

Il potenziale della base del transistore Tr 2 cresce quindi con una curva esponenziale tendendo al valore della tensione di alimentazione; ad un certo punto della curva esponenziale Tr 2 che era bloccato, passa in conduzione.

Si vede dunque che il potenziale del suo collettore passa dalla tensione positiva che aveva quando era interdetto al potenziale di massa.

Attraverso il condensatore C 5 questa rapida diminuzione di tensione è integralmente trasmessa alla base del transistore Tr 1 che passa a sua volta all'interdizione.

Si ripete quindi il comportamento prima descritto con le funzioni dei transistori scambiate fra loro, e così sempre di seguito fino a che rimane applicata la tensione di alimentazione.

Montaggio e collegamenti

L'intero circuito è disposto in un contenitore in plastica di limitate dimensioni e di facile montaggio.

Il circuito elettrico è sviluppato su un unico circuito stampato.

Osservando lo schema di **figura 86 S** si nota che i contatti del relè RL sono raffigurati in posizione di riposo. In questa condizione non si ha alcuna perturbazione sul normale funzionamento delle frecce.

Collegando l'alimentazione con la chiusura dell'interruttore SW il multivibratore inizia a funzionare ed i contatti del relè mandano corrente ad intermittenza ai due circuiti, destro e sinistro.

Il montaggio sull'auto si limita al fissaggio del mobiletto in un punto comodo della carrozzeria, in modo che sia facile azionare l'interruttore.

I collegamenti da fare sono: fili rosso e nero rispettivamente al positivo della batteria attraverso un fusibile di sicurezza, ed a massa.

I due fili, giallo ed arancio, vanno collegati rispettivamente al gruppo lampeggiatore destro e sinistro.

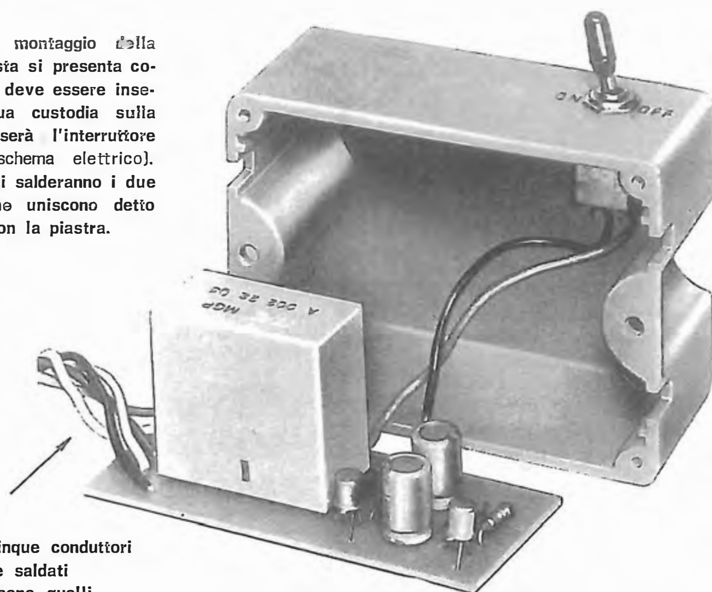
Il filo verde serve facoltativamente a collegare una lampada spia all'interno della vettura in modo da poter controllare il corretto funzionamento del dispositivo.

Il montaggio non necessita di taratura e messa a punto, per cui deve funzionare immediatamente all'atto del collegamento dell'alimentazione.

Nella **figura 87 S** riportiamo un esempio pratico di collegamento del lampeggiatore elettronico riferito ad un'autovettura.

Durante il funzionamento del lampeggiatore si deve mantenere la leva del deviatore di indicazione di direzione in posizione centrale.

Terminato il montaggio della piastrina questa si presenta come in figura; deve essere inserita nella sua custodia sulla quale si fisserà l'interruttore (SW sullo schema elettrico). Prima, però si salderanno i due conduttori che uniscono detto interruttore con la piastra.



Anche altri cinque conduttori devono essere saldati alla piastra: sono quelli che si dirigono alla batteria (+ e —) ed ai lampeggiatori (Z, X, Y).

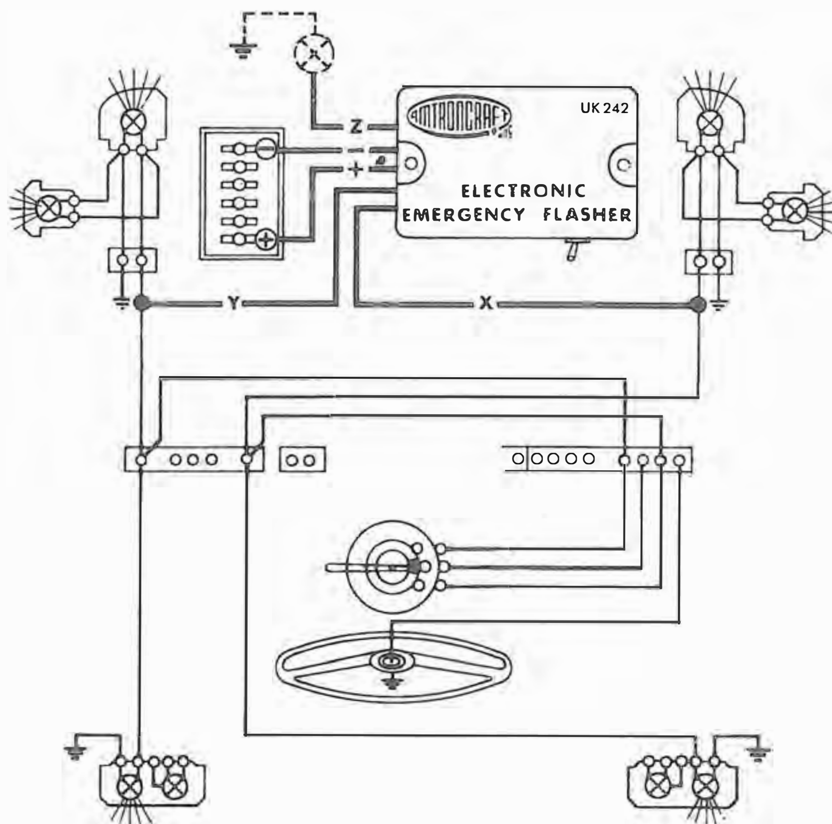
Lampeggiatore per albero di Natale

Per l'alimentazione in questa applicazione bisogna provvedersi di un opportuno alimentatore capace di erogare una tensione di 12-14 Vcc.

Non è necessario che l'alimentatore sia stabilizzato. La scelta del tipo va fatta in base al carico che si vuole applicare (numero e tipo di lampadine).

Conviene misurare la corrente assorbita dal carico con un « tester » in corrente continua ed eventualmente ripartire il carico tra i due contatti (filo giallo e filo arancio).

Fig. 87 S - Esempio tipico di disposizione per impiego sull'autovettura. Sono indicati tutti i collegamenti necessari tra batteria, lampeggiatori e dispositivo. Quest'ultimo, nel suo assieme di materiale pronto per il montaggio reca, nella serie Amtron, la sigla UK 242.



L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

15

Transistori



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. abb. postale 3° Gr. - —70% - Lire 750

Transistori

Questo nome, che ha acquistato così tanta popolarità in pochi anni — in un tempo cioè relativamente breve — è dovuto alla fusione di due parole abbreviate: **TRANS**fer e res**ISTOR**.

Le due parole, lette per esteso, non sono in vero molto chiarificatrici, anche se si può dedurre che si tratta d'una « **resistenza** con caratteristiche di **trasferimento** ». Diremo allora, per chiarire, che il transistore è una « resistenza variabile », in cui il valore resistivo interno è funzione del segnale entrante applicato ad un elettrodo di controllo.

Nella definizione, è implicita, come si è detto, la « caratteristica di trasferimento » in quanto il segnale applicato all'ingresso, viene riprodotto sotto forma di variazione di resistenza, all'uscita; questa definizione peraltro, è identica a quella che definisce il triodo.

Anche la valvola termoionica è in effetti, una resistenza variabile, comandata da un elettrodo di controllo: la griglia. Anche nella valvola, la resistenza interna, ossia la intensità del flusso degli elettroni, è funzione di un segnale applicato alla griglia.



Il lettore ha avuto modo, sin qui, di farsi un'idea — riteniamo sufficientemente chiara — su ciò che si riferisce al comportamento dei materiali semiconduttori in presenza di interventi ed influenze esterne (drogaggio, tensione, ecc.). Meglio ancora, pensiamo, gli sarà ora noto come dall'accostamento (se così si può dire) di due zone diversamente trattate nasca il « diodo », sia che i contatti risultino effettuati a mezzo punte metalliche sia — caso assai più frequente — che l'unione avvenga con procedimento chimico/fisico.

Abbiamo cioè la « giunzione », i cui componenti sono identificati dalla regione **N** e dalla regione **P**, tra le quali si hanno i movimenti di elettroni e di cavità, caratteristici del dispositivo.

Abbiamo visto, più precisamente, che se alla giunzione in questione viene avviata una tensione, con polarità positiva applicata alla regione « P », e polarità negativa alla regione « N », così come risulta in **figura 1 T**, si ha un passaggio di corrente notevole (corrente diretta).

Se la tensione è avviata invece con polarità opposte a quelle citate (**figura 2 T**), la corrente circolante è enormemente inferiore (corrente inversa).

Immaginiamo ora che le due giunzioni viste in figura siano riunite tra loro (mantenendo le citate polarizzazioni) come appare in **figura 3 T**.

Si può pensare (erroneamente) che le correnti circolino come prima senza che vi sia azione reciproca tra le giunzioni, ma ciò non è. La corrente diretta del diodo di sinistra scorrerà ora attraverso **entrambe** le giunzioni (**figura 4 T** di destra).

Questo comportamento inaspettato — che si verifica solo se la zona centrale è molto sottile — dà vita a un nuovo componente: **il transistore.**

Dal momento che la regione di sinistra (P) emette corrente nel transistore, viene denominata **emettitore.**

La zona centrale (qui regione N) attraverso la quale detta corrente passa, assume il nome di **base.**

La regione di destra (P) che raccoglie la corrente in questione è definita **collettore.**

Quanto sopra è riassunto schematicamente in **figura 5 T**, mentre la **figura 6 T** mostra il passaggio grafico alla forma schematica e simbolica.



Fig. 1 T - Applicando ad una giunzione una tensione con polarità positiva alla regione P (negativa in N) si ha passaggio di corrente (elettroni: corrente diretta).

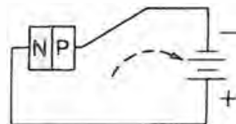


Fig. 2 T - Se la tensione di cui sopra è applicata alla stessa giunzione ma con polarità opposta, il passaggio è notevolmente inferiore (corrente inversa).

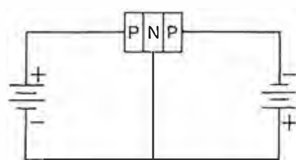
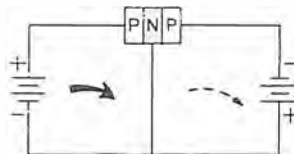


Fig. 3 T - Due giunzioni come quelle di cui alle due figure precedenti, riunite, portano evidentemente a questa disposizione ove compaiono le due supposte e contrarie polarizzazioni.



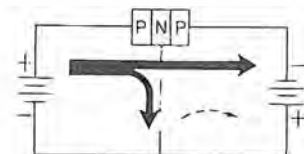
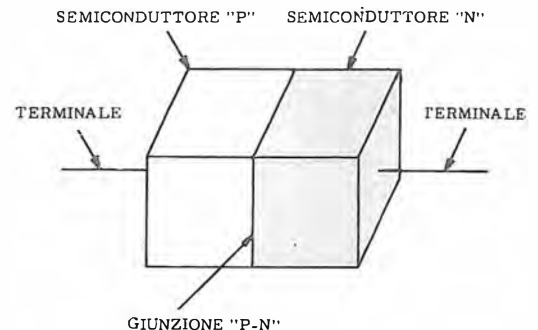


Fig. 4 T - Le correnti ora non circolano più come prima (cioè, secondo la figura qui sopra) ma la corrente diretta nel diodo di sinistra si dirige anche alla giunzione di destra, che attraversa (figura a lato).



Un transistore costruito secondo la citata disposizione delle regioni è definito di tipo **PNP**, ciò che riflette appunto l'ordine, da sinistra a destra, della posizione delle zone stesse.

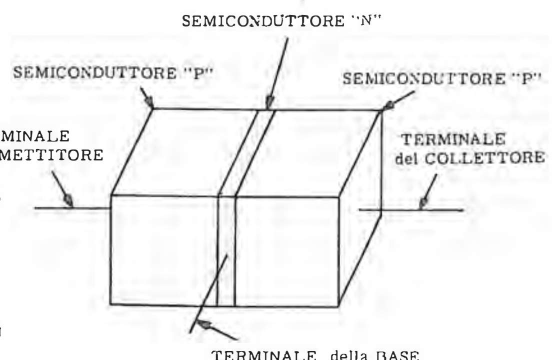
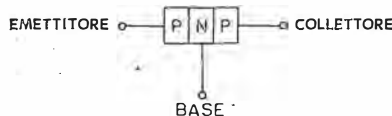
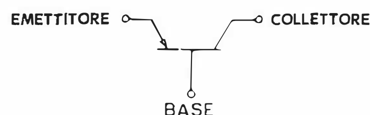


Fig. 5 T - L'unione delle due giunzioni dà origine al transistore. Le diverse parti prendono il nome qui indicato. È da notare che, affinché il fenomeno transistore si verifichi, la zona comune alle due giunzioni (qui a lato, N) deve essere assai più sottile delle altre due.





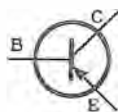
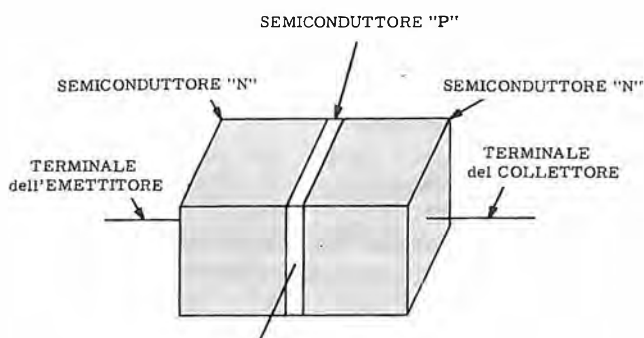
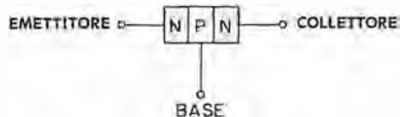


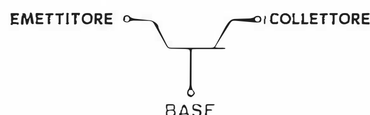
Fig. 6 T - Le zone di semiconduttore a diverso tipo e grado di drogaggio, identificate col nome che rende l'idea della funzione loro affidata, graficamente possono essere rappresentate come in figura.

Si possono anche disporre le regioni in maniera opposta, vale a dire così come si vede in **figura 7 T.** In questo caso il transistore, logicamente, assume la definizione di tipo **NPN.**

La differenza di maggiore rilievo tra i due tipi sta nel fatto che le diverse tensioni applicate al transistore PNP devono essere invertite come polarità se destinate ad un NPN.







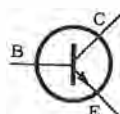


Fig. 7 T - Se le zone estreme (emettitore e collettore) sono formate da semiconduttore di tipo N (e la base, ovviamente, da tipo P) il transistore, a differenza di quello prima osservato (che è detto PNP) diventa di tipo NPN e schematicamente si rappresenta con la freccia che guarda all'esterno.

Si noterà che entrambi i tipi presentano una disposizione simmetrica, nel senso che « emettitore » e « collettore » di un dato transistore sono tutti e due formati dallo stesso materiale e, apparentemente connessi alla « base » nello stesso modo.

C'è da chiedersi allora se vi è una differenza ed un motivo per cui una regione sia da considerarsi come emettitore e l'altra come collettore.

La differenza sta nel fatto che le due regioni (di emissione e di raccolta) pur essendo dello stesso materiale sono fabbricate in modo diverso ed è da questa differenza appunto che nasce la destinazione funzionale.

Confronto con la valvola

Dal momento che il transistore è un dispositivo capace di amplificare un segnale, viene spontaneo (ed utile per assimilare i principî di applicazione) paragonarlo alla valvola.

Vi è subito una caratteristica evidente, in comune: entrambi posseggono tre elementi che si equivalgono (approssimativamente):

Transistoro	Valvola
Emissione	Catodo
Base	Griglia
Collettore	Placca

Questa corrispondenza tra il transistore e la valvola è evidenziata dai disegni di **figura 8 T.**

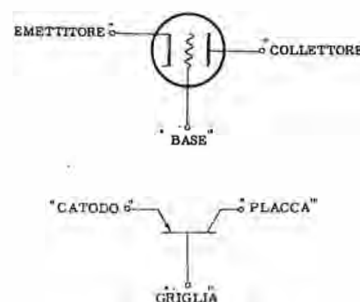


Fig. 8 T - Può tornare utile ricordare un confronto tra le funzioni svolte dai noti elettrodi di una valvola (e la loro denominazione) e quelle svolte da pressoché corrispondenti settori del transistore. Il catodo « emette », la placca « raccoglie » e la griglia « controlla ».

Ci si ricordi però, che questa equivalenza è solo approssimativa. Ad esempio, vediamo come differisce in realtà la base dalla griglia, alla quale è stata paragonata.

Una griglia — sappiamo — nelle applicazioni normali della valvola viene polarizzata negativamente e non assorbe corrente. La corrente elettronica emessa dal catodo fluisce al circuito di placca (**figura 9 T**).

Abbiamo visto, invece, poco avanti (figura 4 T) che la corrente dell'emettitore del transistore si divide dirigendosi in parte al collettore e in parte alla base (figura 9 T), così che la base — contrariamente alla griglia — ha un suo apprezzabile flusso di corrente.

Dal momento che la corrente che scorre (per una data tensione) è un'indicazione dell'impedenza di un circuito, il fatto che la base assorba corrente mentre ciò non avviene per la griglia, porta a concludere che l'impedenza vista verso la base deve risultare assai più bassa dell'impedenza vista verso la griglia. Tale conclusione è esatta: e infatti, una normale valvola

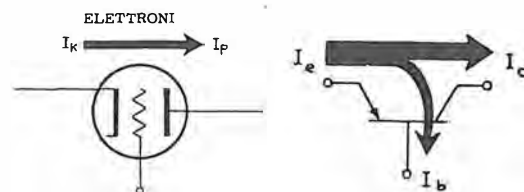
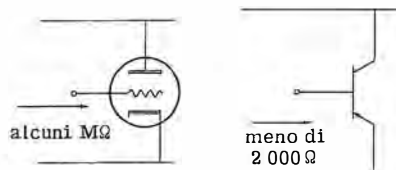


Fig. 9 T - Restando nel confronto con la valvola si osservi che mentre in essa non circola corrente sulla griglia, nel transistore, alla base (che abbiamo paragonato alla griglia) si inoltra una parte (I_b) della corrente emessa.

Fig. 10 T - A causa del passaggio di corrente nella base, l'impedenza del suo circuito (emettitore-base) risulta notevolmente inferiore a quella del circuito d'entrata analogo della valvola.



presenta un'impedenza di griglia (**figura 10 T**) di alcuni milioni di ohm (MΩ) mentre un transistore tipico ha un'impedenza di base attorno ai 2 000 ohm. La **figura 11 T** può tornare utile per la sua analogia tra valvola e transistore nell'inserzione in circuito.

"alfa" e "beta"

Sebbene nella base scorra una corrente di valore tale da rendere il suo circuito a bassa impedenza, come testé abbiamo constatato, detta corrente rappresenta soltanto una piccola parte della corrente dell'emettitore: in un normale transistore, circa il 2 per cento. Il restante 98 per cento si dirige al circuito del collettore.

A questa suddivisione di corrente ci si riferisce per poter definire un parametro importante del transistore, detto **alfa.**

Se il 98 per cento della corrente dell'emettitore di un dato transistore fluisce al suo collettore, il transistore in questione ha un'alfa di 0,98. Ciò deriva da questa eguaglianza:

$$\alpha_{cc} = \frac{I_{cc}}{I_{ce}}$$

Poiché I_{cc} (corrente continua del collettore) ed I_{ce} (corrente continua dell'emettitore) sono correnti di polarizzazione, il loro rapporto (statico) è chiamato **alfa c.c.**, da qui le due «c» che accompagnano l'« alfa » di cui sopra.

Tuttavia, la più frequente citazione di « alfa » è quella che si riferisce al rapporto delle correnti « di segnale » (dinamico), a meno che non sia espressamente detto il contrario:

$$\alpha_{ca} = \frac{i_c}{i_e}$$

È interessante notare, incidentalmente, che entrambe le definizioni danno pressoché lo stesso valore di alfa.

Stante che la corrente del collettore — come si è visto — è sempre qualcosa in meno di quella dell'emettitore, alfa sarà sempre un po' meno di uno. In conseguenza, un transistore presenterà perdita anziché guadagno per un segnale di « corrente » avviato all'emettitore e rilevato al collettore (**figura 12 T**).

Fig. 11 T - Si osservi qui, come nel confronto della rappresentazione a schema tra valvola e transistore, quest'ultimo risulti inversamente polarizzato a seconda che esso sia PNP o NPN, fermo restando il prelievo del segnale d'uscita dal collettore.

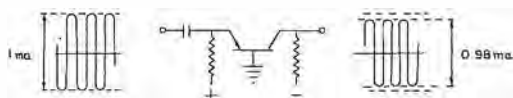


Fig. 12 T - La corrente dell'emettitore si suddivide in corrente per la base ed in corrente per il collettore; quest'ultimo perciò avrà una corrente sempre inferiore a quella in partenza dall'emettitore. Sotto questo aspetto, non si ha quindi guadagno, ma perdita.

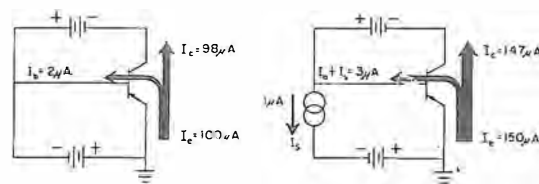


Fig. 13 T - È il segnale applicato alla base che porta ad una amplificazione. A sinistra, circuito senza segnale: la corrente di base è di 2 μA e al collettore pervengono gli altri 98 μA dei 100 emessi. A destra, 1 μA di segnale (il generatore è indicato con i due cerchi sovrapposti) porta ad una emissione di 150 μA di cui 147 vanno al collettore.

Ciononostante si possono elaborare disposizioni valide, con un tale circuito, anche se esso non consente un guadagno di « corrente ».

Più avanti vedremo, schematicamente, come ciò avviene; si tratta della predisposizione detta **base a massa.**

Come viene raggiunto allora, il guadagno di corrente?

Lo si ottiene controllando la corrente di base (quel 2 per cento nell'ipotesi prima citata) con l'applicazione ad essa del segnale.

La corrente di base, quando è legata ad una piccola corrente variabile (segnale) provoca fluttuazioni corrispondenti nella assai più grande corrente dell'emettitore e, di conseguenza, le stesse fluttuazioni si riscontrano nella corrente del collettore (**figura 13 T**).

Così, dato che il piccolo segnale di corrente avviato al circuito di base provoca un più ampio segnale di corrente nel circuito del collettore, si dice che si è verificato un **guadagno di corrente.**

Il guadagno di corrente ottenuto è, evidentemente, il rapporto tra la corrente del collettore e la corrente della base. Esso è un altro parametro importante ed è detto **beta.** Matematicamente è così definito:

$$\beta_{cc} = \frac{I_{cc}}{I_{bc}}$$

Tale rapporto è più esattamente il rapporto **beta c.c.** (statico) per le stesse ragioni viste per l'alfa c.c. Anche in questo caso si ha a che fare assai più di frequente con il « beta » riferito come rapporto di « segnale » (dinamico), ed allora:

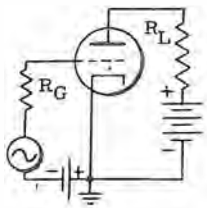
$$\beta_{ca} = \frac{i_c}{i_b}$$

Se non viene detto il contrario è a tale espressione che ci si riferisce allorché si enuncia semplicemente il « beta ».

Osserviamo un momento i dati riportati in figura 13 T. Vediamo, a destra, che una corrente di segnale di 1 solo microampère in base provoca un cambiamento di ben 49 μA (147 — 98 μA) nella corrente del collettore. Quindi, il beta di un simile transistore sarà:

$$\beta = \frac{49}{1} = 49$$

che è un valore assai comune e tipico.



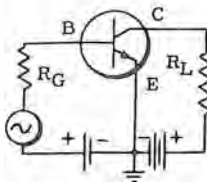
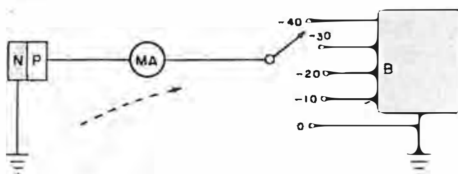


Fig. **14 T** · EMETTITORE COMUNE - Allorché il segnale entrante è avviato tra griglia e catodo e quello d'uscita prelevato tra placca e catodo, si ha in comune - evidentemente - il catodo. Analogamente, con un transistore l'elettrodo comune a entrata e uscita è qui l'emettitore.

Fig. **15 T** - Predisponendo una singola giunzione (diodo) con un dispositivo di lettura di corrente circolante (MA) ed uno di commutazione della tensione di una batteria B si possono leggere i valori della corrente (in questo caso, quella Inversa) di quel dato diodo.



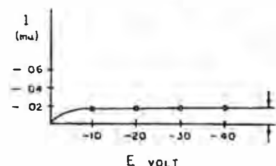


Fig. **16 T** - I valori ricavati dalle diverse letture effettuate con l'applicazione della disposizione di cui alla figura precedente, trascritti per i valori di tensione successivi, portano al tracciamento di una curva caratteristica.

Si noti che la predisposizione schematica che offre questo guadagno di corrente vede a massa, anziché la base (disposizione precedente), l'emettitore.

Questo circuito è perciò chiamato di **emettitore a massa** o, più frequentemente, a **emettitore comune.**

Esso è, grosso modo, equivalente alla disposizione della valvola « catodo a massa », quella più nota ed usata, ma una simile analogia (**figura 14 T**) deve essere intesa con riserve.

Ad esempio, è stato già messo in evidenza che l'impedenza verso la base è tipica sui 2 000 ohm mentre quella di griglia di una valvola ha valore alti.

Si noti anche che segnali e polarizzazioni con i transistori sono visti come correnti, e non come tensioni alla maniera abituale delle valvole.

Il guadagno (beta) che corrisponde un po' al « mu » (fattore di amplificazione) di una valvola, è un rapporto di corrente, mentre il mu (μ) di una valvola è un rapporto di tensione.

È assai più conveniente trattando di circuiti a transistori esaminarli e descriverli in termini di corrente piuttosto che in termini di tensione.

Curve caratteristiche

All'inizio abbiamo presentato il transistore come un passaggio progressivo a partire da due diodi a giunzione (figura 3 T). Riferendoci ancora ai diodi possiamo ora — con procedura simile — ricavare le curve caratteristiche di un transistore tipico, curve che mostrano chiaramente quale comportamento ci si può attendere.

Se, didatticamente, si predispone in laboratorio un assieme come da **figura 15 T** con una batteria capace di mettere a disposizione diverse tensioni che, volta a volta, vanno a polarizzare il diodo a giunzione in senso inverso, misurando in « MA » la corrente risultante, segneremo i diversi punti, rilevabili in **figura 16 T**: uniti tra loro, come in figura, essi determinano la curva della caratteristica di polarizzazione inversa di quel diodo.

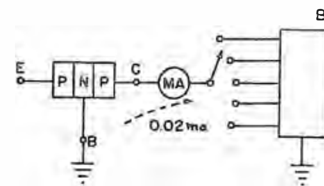
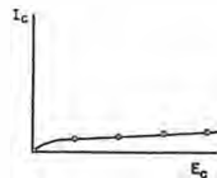


Fig. **17 T** - Con un transistore si verifica il caso identico a quello testé osservato se del transistore si utilizza unicamente la base ed il collettore (diodo).



La curva che può essere tracciata a seguito delle diverse letture in relazione a differenti tensioni applicate è la risultante della sola bassa corrente inversa del diodo.

Passiamo ora ad un transistore: ripetendo le misure sulla giunzione (o diodo) di destra (**figura 17 T**) non avremo mutamenti della curva. Però, se polarizziamo in senso diretto l'altra giunzione (sinistra) — ciò che significa dar luogo al fenomeno transistore — si verificherà un evidente cambiamento nella curva perché la corrente diretta fluirà attraverso tutte e due le giunzioni, apparendo nel circuito contenente il milliamperometro (**figura 18 T**).

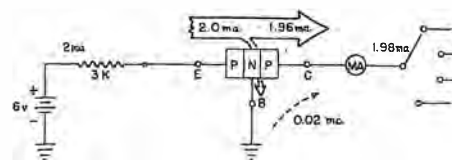


Fig. **18 T** - **Il** transistore ora viene inserito come tale. Anche il diodo di sinistra **è** in circuito: la corrente - diretta - conseguente alla polarizzazione di tale diodo (la resistenza di 3 **KΩ** la limita a **2** mA) si inoltra sino al collettore e può essere letta dallo strumento MA che indicherà in totale **1,98** mA in luogo dei 0,02 mA precedenti.

Questa corrente addizionale collocherà più in alto tutta la curva, come si vede in **figura 19 T.**

Adottiamo ora un valore differente di corrente d'emettitore: ad esempio, 3 mA in luogo di 2. La curva si collocherà ancora più in alto (**figura 20 T**).

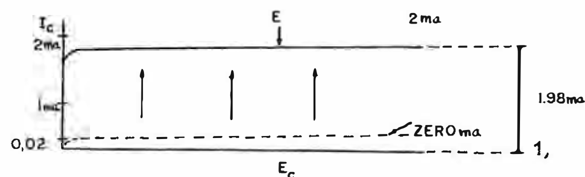


Fig. **19 T** · Ciò che è conseguente all'inserimento del diodo di sinistra (emettitore/base) ed alla sua polarizzazione, si traduce in un notevole innalzamento della curva che, tuttavia, mantiene lo stesso andamento.

Scegliendo mano a mano valori differenti della corrente d'emettitore e tracciando la curva per ciascuno di essi, possiamo dar luogo ad una intera famiglia di curve, come la si osserva in **figura 21 T**.

È questa famiglia di curve una tra le tante formulabili che accompagnano, sui cataloghi tecnici, i diversi tipi di transistori.

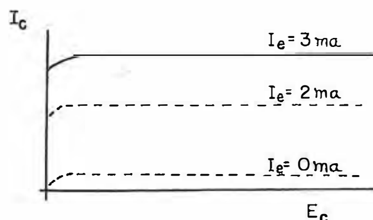


Fig. 20 T - Diminuendo il valore della resistenza da 3 000 ohm si da avere una corrente di 3 mA si può tracciare un'altra curva, che si collocherà più in alto.

Si osserverà che le curve della figura citata sono conseguenti alla disposizione circuitale che vede la base a massa, così come in **figura 22 T** è maggiormente messo in evidenza.

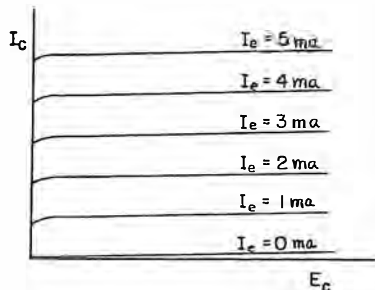


Fig. 21 T - Ripetendo le operazioni per valori diversi della corrente di collettore si arriverà ad un assieme di curve che viene chiamato famiglia di curve. **Osservando l'assieme il tecnico può avere un primo, utile orientamento sul possibile comportamento del transistore in questione.**

Queste curve, di conseguenza, sono dette di **base comune** in quanto il circuito d'entrata e quello d'uscita hanno, appunto, in comune la base; un amplificatore che adotti un transistore connesso in questo modo è definito **amplificatore a base comune.** Le curve allora possono servire alla messa in evidenza del comportamento di un tale amplificatore.

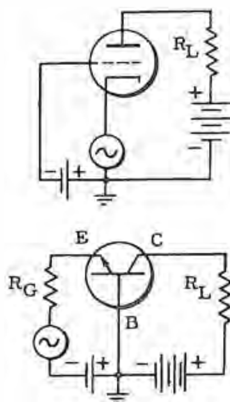


Fig. 22 T - BASE COMUNE - **La disposizione schematica che è servita al tracciamento delle curve illustrate vede in comune tra circuito d'entrata e quello d'uscita, la base. L'analogia con la valvola mostra pertanto in eguale posizione, la griglia: il segnale è avviato al catodo.**

Proprietà della giunzione

È chiaro da quanto abbiamo sin qui esposto, che tre fattori importanti, o parametri, influenzano in modo determinante la giunzione: essi sono, la corrente, la tensione e la temperatura.

Nel caso del transistore accennato (detto bipolare in quanto basato su due effetti: cavità ed elettroni), assimilabile come abbiamo visto, ad un dispositivo formato da due diodi collegati in opposizione (**figura 23 T**), i punti tipici da prendere in esame sotto tale aspetto sono:

— Una regione fortemente drogata (**emettitore**): giunzione emettitore-base;

— Una regione con leggero drograggio (**base**): giunzione base-collettore;

— Una regione la cui resistività, a seconda dei casi, e delle caratteristiche del transistore, può essere alta o bassa (**collettore**).

È la concentrazione delle impurezze nelle tre regioni e la loro geometria, in particolare le superfici d'interfaccia fra di esse che determinano le caratteristiche del transistore, ossia:

— Amplificazione di corrente (amplificazione di potenza);
— Massima frequenza di lavoro;
— Capacità delle giunzioni;
— Corrente di dispersione (I_{CBO});
— Tensione di rottura;
— Tensione di saturazione;
— Resistenza della base;
— Impedenze d'ingresso e d'uscita.

Quanto detto dovrebbe spiegare il motivo per il quale si producono tanti modelli di transistori: teoricamente sarebbe possibile produrre un **tipo universale** che possedesse i requisiti ideali per qualsiasi applicazione; in pratica, però, vi sarebbero dei limiti critici per conciliare i diversi parametri contrastanti.

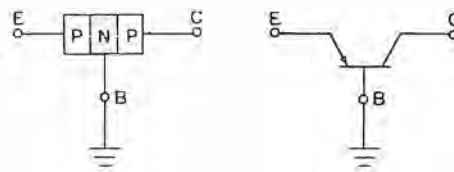


Fig. 23 T - In tutte le possibili inserzioni del transistore si ha sempre il caso di tipi PNP ed NPN. Mentre nella figura 22 T è indicato, nello schema a base comune, un NPN, qui — sempre a base comune — figura un PNP.

Da qui l'opportunità di produrre tipi specializzati, nei quali, o la tensione, o la frequenza massima, o l'impedenza, o il guadagno siano ottimati per una o poche applicazioni specifiche.

A parte queste differenziazioni — che sono oggetto di studio e di miglioramento continuo da parte dei costruttori — il transistore a giunzione si basa sempre sulle due giunzioni « pn » di cui abbiamo detto, polarizzate in modo opposto, una rispetto all'altra.

Amplificazione

Supponiamo che in un'apparecchiatura si riscontri uno stadio amplificatore a base comune (impiegante un transistore PNP) così come si vede in **figura 24 T.**

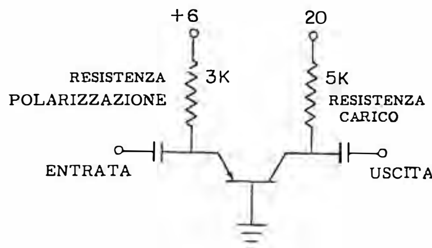
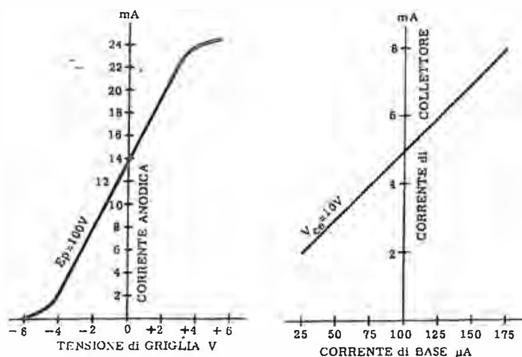


Fig. 24 T - Transistore nella configurazione a base comune (a massa) e componenti di circuito atti a porlo in condizione di amplificare un segnale avviato all'entrata.

Vogliamo sapere come funziona questo amplificatore, qual'è la polarizzazione, quanta corrente di collettore scorre, quanta potenza è dissipata nel collettore, quanto guadagno si ottiene. Tutti questi elementi possono essere accertati da una semplice elaborazione creata mediante le caratteristiche di base comune.



Per conoscere a priori — senza dover eseguire misure — determinati valori che si verificheranno in seguito alla presenza di altri, si hanno, come già si è detto, le curve. Qui, il confronto di una di esse per il caso della valvola e del transistore (corrente di placca e corrente di collettore) in funzione di tensione e di corrente polarizzante, rispettivamente.

Si inizia tracciando una retta di carico sulle caratteristiche. Abbiamo già visto cosa sia la retta di carico, occupandoci delle valvole; se avessimo un pentodo avremmo una retta di carico (**figura 25 T**) unente il punto 200 V (tensione d'alimentazione) con il punto a 40 mA. Il valore « 40 mA » si ricava dalla divisione di 200 volt per i 5 000 ohm del carico.

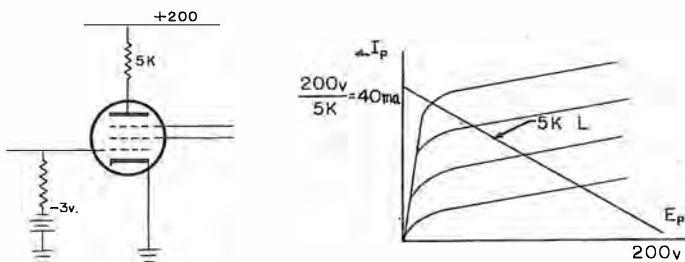


Fig. 25 T - Per una valvola (pentodo) posta in condizioni di amplificare si può tracciare la retta di carico avendo a disposizione la famiglia di curve. Come si vede la retta unisce il punto 200 V con quello 40 mA, ciò per un carico L di 5 000 ohm.

Per il transistore si agisce in maniera identica.

Così la retta di carico, sulla scorta dei valori esposti in figura 24 T, si avrà unendo con un tratto (**figura 26 T**) il punto di tensione a 20 V con quello di corrente di 4 mA, avendo ricavato prima quest'ultimo dato dalla divisione 20 : 5.

Così come per le valvole, il punto da scegliere per il funzionamento deve trovarsi lungo la retta di carico.

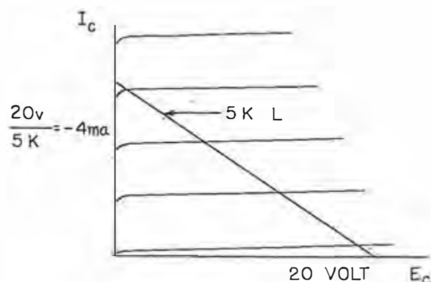


Fig. 26 T - Analogamente si agisce con un transistore (disposto come in figura 24 T). Si unisce, sulla famiglia di curve, il punto 20 V (previsti) con quello 4 mA (risultanti dalla tensione divisa per il carico) e si ha la retta di carico (L).

Per il pentodo (**figura 27 T**), il punto di funzionamento si trova nell'intersecazione della retta di carico con la curva di quella polarizzazione di griglia che è stata prescelta dal progettista (— 3 V, in figura).

Per un transistore in amplificazione, ricordiamo, la polarizzazione è una corrente e non una tensione. Questa corrente è quella che i 6 volt di alimentazione provocano come flusso nella combinazione serie della resistenza da 3 kΩ e la giunzione dell'emettitore polarizzata in senso diretto (**figura 28 T**).

Dato che la resistenza dell'emettitore è abitualmente bassa (meno di 50 ohm), detta resistenza può essere trascurata nel calcolo della corrente di polarizzazione. La corrente è quindi:

$$I_o = \frac{6 \text{ V}}{3\,000 \; \Omega} = 2 \text{ mA}$$

ciò che porterà il punto di funzionamento all'intersecazione (**figura 29 T**) della retta di carico con la curva dei 2 mA.

Perciò il transistore amplificatore dell'esempio funziona con una corrente di polarizzazione di 2 mA, una corrente di collettore di 1,96 mA

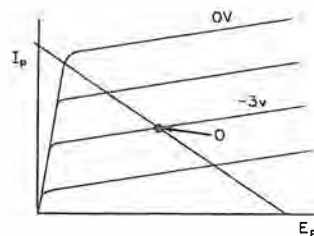


Fig. 27 T - Con la valvola il punto di funzionamento (O) sulla retta di carico è quello che coincide con la curva della polarizzazione prescelta (e viceversa): in questo caso, — 3 volt.

ed una tensione al collettore di 9,8 volt (**figura 30 T**).

La potenza dissipata dal collettore è data dalla formula:

$$P = I \cdot E = (1{,}96 \text{ mA} \cdot 9{,}8 \text{ volt}) = 19{,}2 \text{ milliwatt}$$

Il guadagno dell'amplificatore dipende dal suo impiego previsto, ossia se deve essere usato per ottenere guadagno di tensione oppure guadagno di corrente. Il suo guadagno di tensione può essere notevole; il suo guadagno di corrente è sempre inferiore all'unità, ciò vuol dire che esso porta ad una perdita di corrente e non ad un guadagno. Il « guadagno » di corrente, reale, corrisponde ad « alfa » che è per un transistore tipico, pari a 0,98 (vedi **figura 31 T**).

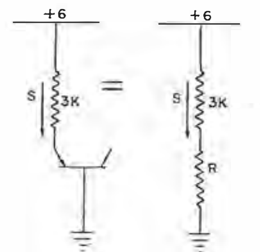


Fig. 28 T - Con il transistore, dato che si agisce per correnti e non per tensioni (caso della valvola), si deve determinare appunto, la corrente (S) che circola attraverso la giunzione emettitore-base, a partire dalla tensione di polarizzazione (+ 6) tramite la resistenza da 3 000 ohm. R (resistenza d'emettitore) ha valore trascurabile.

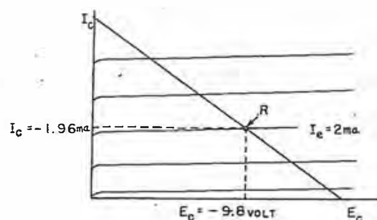


Fig. 29 T - Trovata la corrente (in questo caso, 2 mA) si individua il punto di funzionamento (R) sulla curva relativa nell'intersecazione con la retta di carico, così come si è visto per la valvola.

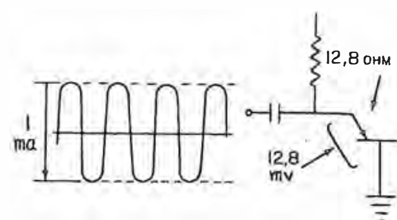


Fig. 32 T - Note le impedenze d'entrata e di uscita si può ricavare il guadagno di tensione. Nell'esempio (1ª fase) si rileva che un segnale di 1 mA provoca una escursione di 12,8 mV tra emettitore e base.

Il guadagno di tensione (vale a dire il rapporto tra la tensione d'uscita e quella d'entrata) può essere calcolato mediante le impedenze rispettive. L'impedenza d'uscita, in questo caso, è noto essere la resistenza di 5 000 ohm, ma per quanto riguarda l'impedenza d'entrata si è detto solo che è approssimativamente inferiore ai 50 ohm; c'è però, un sistema che permette

$$R_e = \frac{25,6}{I_e}$$

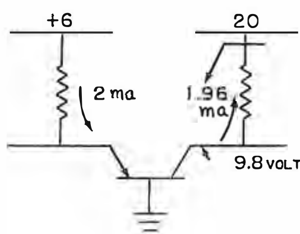


Fig. 30 T - Del transistore preso ad esempio possiamo conoscere la corrente di polarizzazione, la corrente di collettore e la tensione al collettore grazie alle curve caratteristiche ed alla retta di carico, impiegate come mostrato nella figura precedente.

di calcolarla (resistenza dell'emettitore) con precisione e facilità. Si basa sulla formula:

Ora, conoscendo entrambe le impedenze (entrata e uscita) possiamo calcolare il guadagno di tensione.

Se 1 mA di segnale scorre in tale amplificatore, esso provocherà un'escursione di 12,8 millivolt ai capi dei 12,8 Ω della resistenza d'emettitore (**figura 32 T**).

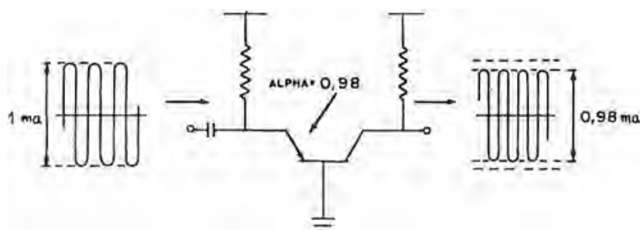


Fig. 31 T - La corrente di collettore è inferiore alla corrente provocata dall'emettitore; ciò con un rapporto «alfa» che caratterizza il transistore e che, nell'esempio riprodotto è 0,98.

Pressoché tutta la corrente del milliampère di segnale (il suo 98%) scorre nella resistenza di carico di 5 000 ohm, ove provoca di conseguenza una caduta, ai suoi capi, di 5 volt, come si rileva anche in **figura 33 T.**

Il guadagno di tensione è, in tal caso, di:

$$G_v = \frac{5\ V}{12,8\ mV} = \frac{5}{0,0128} = 391$$

Lo stesso risultato si ottiene se prendiamo, per il calcolo, il rapporto della resistenza di uscita e d'entrata. Infatti.

$$G_v = \frac{5\ 000\ \Omega}{12,8\ \Omega} = 391$$

Lo stesso amplificatore pertanto (è del tipo detto a base comune) ci fornisce per quanto riguarda la « tensione » un guadagno di 391, ma per ciò che si riferisce alla « corrente » un guadagno inferiore ad 1. È ovvio che il vantaggio sta nel suo impiego come amplificatore di tensione. Ma, che cos'è che fa differenza tra un amplificatore di tensione ed uno di corrente?

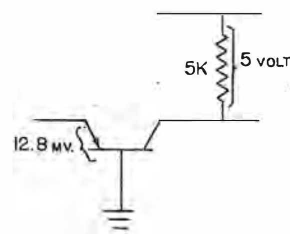


Fig. 33 T - L'escursione dei 12,8 mV citata, provoca a sua volta un'escursione (2ª fase dell'esempio) di ben 5 volt ai capi del carico connesso al collettore. Il guadagno di tensione è perciò di 391 volte.

Amplificatori tensione o corrente

La distinzione tra un amplificatore di tensione ed un amplificatore di corrente è solo di pura convenienza. Un amplificatore di tensione è un amplificatore il cui segnale in entrata proviene da una **fonte a tensione costante** (tra breve spiegheremo meglio questa definizione).

Allorché un amplificatore è pilotato da una tale fonte, la sua tensione d'entrata è nota o facilmente determinabile. Se è nota anche la tensione d'uscita, o se essa è facilmente determinabile (come, abitualmente, accade), è semplice rilevare il rapporto uscita-entrata, che ci dà — come abbiamo visto — il guadagno di tensione. In queste circostanze è conveniente considerare l'amplificatore come un amplificatore di tensione.

Analogamente, se la fonte del segnale è una **fonte a corrente costante**, è conveniente considerare l'amplificatore come **amplificatore di corrente**, in quanto il rapporto tra entrata ed uscita può essere più facilmente determinato sulle correnti. Tale rapporto dunque, esprime il guadagno in corrente dell'amplificatore.

Fabbricazione

Circa i processi di produzione il lettore intuisce che alla base di tutto c'è il sistema di realizzazione delle giunzioni. Di ciò abbiamo detto sufficientemente trattando dei semiconduttori in generale, e più precisamente, dei diodi.

Fra i vari processi sperimentati ed applicati dal 1952 in poi, quello **planare-epitassiale** si può considerare come il più impiegato per la produzione di transistori in generale.

★ ★ ★

Il procedimento **planare** si basa sul fatto che uno strato di ossido di silicio (SiO_2) depositato sulla piastrina di silicio impedisce la diffusione dei droganti all'interno di essa.

È pertanto possibile sfruttare una certa di-disposizione geometrica degli strati di tale ossido, per controllare, attraverso « finestre », la diffusione dei droganti che formeranno due regioni: emettitore e base, sulla superficie della piastrina. Quest'ultima, a sua volta, rappresenta il collettore.

La parola « planare » sta a significare appunto che le tre regioni vengono sovrapposte sulla superficie della piastrina.

Il procedimento planare è costituito da numerose fasi successive.

In **figura 34 T** sono illustrate le varie sequenze riferite alla produzione di un transistore npn; se si tratta di un pnp, a parte le inversioni del materiale estrinseco e dei droganti, il procedimento non cambia.

In « A » della figura si vede la piastrina di materiale estrinseco tipo « n »; « B » indica il deposito su di essa dello straterello di ossido di silicio di cui si è detto, dello spessore di 0,1 micron.

Con procedimento di fotoincisione, l'ossido viene quindi, rimosso nell'area di una piccola finestra dove si produrrà la base, col metodo della diffusione gassosa di drogante tipo « p » (fasi da « C » a « G » in figura).

Come drogante per la produzione della base « p » si impiega frequentemente il boro — elemento trivalente e quindi **accettore**. Più esattamente si ricorre al **tribromuro di boro**, allo stato di vapore, miscelato con azoto; le piastrine durante la diffusione sono a temperatura di 850 °C.

La profondità di diffusione della base per i transistori normali, è intorno a 2,5 micron; il boro si diffonde non solo in profondità ma anche ai lati, predisponendo il semiconduttore per la realizzazione delle giunzioni.

Verso la fine della fase di costituzione della base, sulla piastrina rovente viene nuovamente depositato SiO_2 (« H » della figura).

Ripetendo le fasi da « C » ad « F » della citata figura, si esegue la preparazione per formare l'emettitore.

A

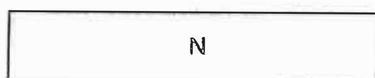


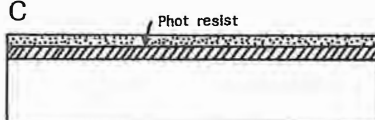
Fig. 34 T - Per la costruzione di un transistore planare si predispone una piastrina (chip) di semiconduttore: in questo caso esso è silicio di tipo N.

B



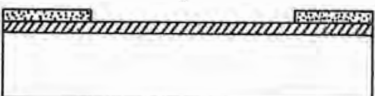
Le diverse fasi hanno inizio con la formazione di uno strato sottilissimo di ossido sopra la piastrina.

C



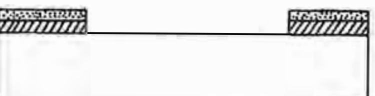
Sopra allo strato d'ossido si dispone uno strato di lacca fotosensibile (Photoresist) e sopra di essa — dopo l'essicazione — una pellicola fotografica riproducente le zone da intaccare e quelle da preservare.

D



Attraverso la pellicola, la lacca riceve (o meno) raggi ultravioletti. Dove essi sono giunti la lacca indurisce e non è solubile: nelle altre parti, sviluppo e lavaggio eliminano la lacca.

E



Anche l'ossido di silicio non protetto (il suo spessore è di 0,1 micron) viene eliminato.

F



Con apposito solvente anche la lacca indurita è tolta e restano solo le zone previste con deposito di ossido.

G



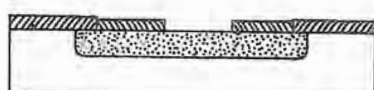
Inizia il processo di diffusione dei droganti. Nel silicio tipo N si diffonde a mezzo gas un elemento accettore (tipo P); ciò avviene a temperatura di 850 °C.

H



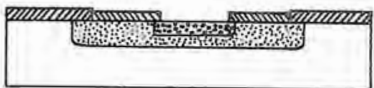
Sempre sotto alta temperatura si deposita nuovamente ossido di silicio che, come si vede, ricopre la zona P precedentemente diffusa.

I



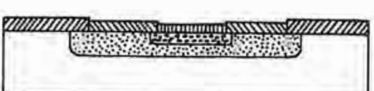
Si ripetono alcune fasi già eseguite e precisamente la deposizione di nuova lacca fotosensibile che esposta, sviluppata e spogliata (vedi sopra) lascia scoperti determinati settori.

L



Nei settori scoperti (finestre) si ripete la diffusione gassosa, ma questa volta la diffusione è di elemento tipo N.

M



Ancora una volta si deposita ossido di silicio che va a ricoprire la zona N diffusa.

N

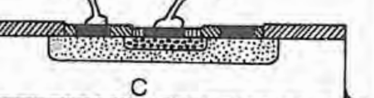


Per poter realizzare i contatti elettrici con le varie zone a diverso drogaggio si ripetono ancora una volta i procedimenti di fotoncisione già detti.

O



Laddove si vogliono i contatti si vaporizza alluminio (zone nere) che entra in lega col silicio e dà luogo ad un collegamento elettrico a bassa resistenza.



Dai due depositi di alluminio si dipartono i conduttori esterni che si riferiscono alla base (drogata P) ed all'emettitore (drogato N). Il collettore (silicio N) è la basetta iniziale; è evidente, in questo caso, che si tratta di transistore NPN.

A questo punto, si aprono le « finestre » sullo straterello di SiO_2 che ricopre la base (tipo p) e quindi si procede alla formazione dell'emettitore, sempre per diffusione gassosa (« I », « L », « M » della figura).

Per ottenere emettitori di tipo « n » il **donatore** è un elemento pentavalente, e molto spesso si tratta di fosforo. Un composto di esso come l'**ossicloruro di fosforo**, viene depositato sotto forma di vapore sulla piastrina portata alla temperatura di 1000 °C.

La profondità di diffusione dell'emettitore viene arrestata su spessori di 1,2 ÷ 1,5 micron, il che in pratica significa che la base di tipo « p » nei moderni transistori, ha lo spessore di 1 micron circa.

Alla fine della fase « M » si ha la piastrina nuovamente ricoperta di SiO_2 e si aprono nuove finestre, per l'applicazione dei contatti: fase « N », che ripete il procedimento della fasi « C » ed « F » della figura.

Le **figure 35, 36, 37** e **38 T** riteniamo possano agevolare la comprensione degli aspetti realizzativi di cui si è sin qui detto.

I contatti, nei transistori comuni sono ottenuti per vaporizzazione di alluminio; nei transistori di alta qualità, di potenza, per frequenze altissime, possono essere ottenuti con vaporizzazione di oro.

L'ultimo disegno della figura indica la saldatura della piastrina ad un reoforo, che costituisce l'uscita di collettore, mentre gli altri due terminali — formati per vaporizzazione — vengono saldati agli altri due reofori rispettivamente quello della base e quello dell'emettitore.

Il procedimento che abbiamo descritto, per ridurre i costi di produzione avviene non su di un singolo transistore, ma su dischetti di silicio drogato, di alcuni centimetri di diametro e dello spessore di 250 μm: dopo la fase « O » in cui l'alluminio vaporizzato che si deposita nelle finestre, entrando in lega col silicio forma i due contatti sullo stesso piano, a bassa resistenza elettrica, ha luogo il taglio del dischetto, mediante incisione meccanica, e la separazione fra i singoli transistori.

La preparazione delle piastrine prima del procedimento planare, ha permesso di migliorare notevolmente l'adempienza dei transistori, in particolare quelli di potenza, ma anche quelli per deboli segnali e per frequenze molto elevate.

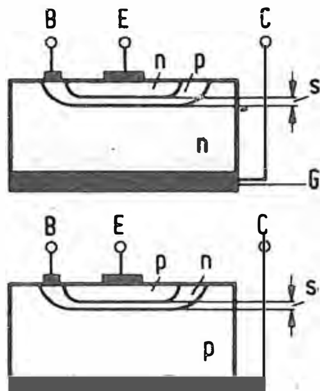


Fig. 35 T - Questa figura chiarisce la differente costituzione e posizione delle zone di un transistore di tipo NPN e di un PNP. Nel primo, a sinistra, la situazione è eguale a quella vista in figura 34 T. La lettera s indica lo spessore della base, mentre G mostra che il contatto del collettore è portato all'esterno tramite la custodia metallica del transistore stesso. In entrambi i tipi, B, E e C sono i contatti di base, emettitore e collettore.



Fig. 36 T - Quanto abbiamo sin qui esposto può essere meglio compreso se osserviamo la piastrina in un disegno prospettico. All'inizio l'ossido di silicio occupa tutta la superficie della piastrina (chip).

L'inconveniente del processo planare semplice è che permette, di costituire sottili basi ed emettitori di limitato spessore, ma purtroppo il collettore che fa anche da supporto a questa specie di « sandwich », per avere una sufficiente resistenza meccanica non può essere inferiore ai 250 μm.

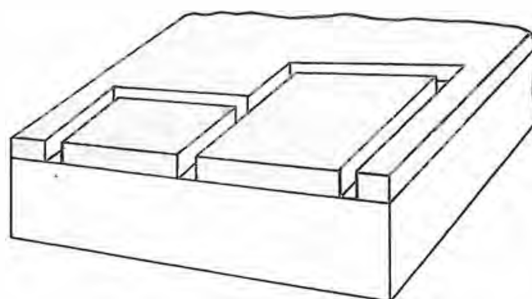


Fig. 37 T - Dopo il procedimento di esposizione ai raggi ultravioletti della lacca fotosensibile con interposta pellicola fotografica, sviluppo e spogliamento, si formano dei canali nell'ossido, laddove la pellicola non era trasparente.

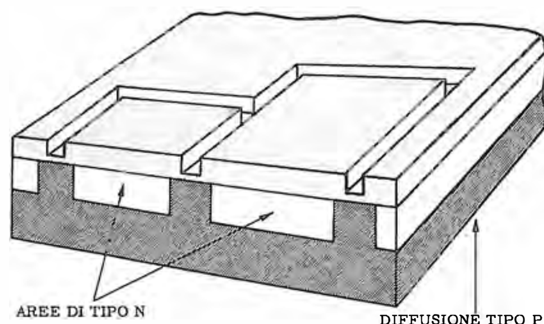


Fig. 38 T - Con la diffusione gassosa si creano zone di tipo opposto dove esse sono necessarie. Ciò che abbiamo visto essere il procedimento per la formazione del transistore è anche lo stesso procedimento seguito per creare i circuiti integrati che sono più transistori (con elementi di unione funzionale) formati su di un'unica piastrina. Questo disegno si riferisce infatti alle fasi iniziali di un dispositivo del genere.

La corrente di collettore che attraversa questo non indifferente strato di materiale estrinseco (di limitato drogaggio) trova una certa resistenza, e quindi si ha una caduta di potenziale all'interno del collettore.

Nella fase di preparazione **epitassiale**, la piastrina tipo « n » come in « A » di figura 34 T ha invece un forte drogaggio e quindi una resistività bassissima.

Prima di dare inizio al procedimento planare, sulla superficie che accoglierà emettitore e base, si fa **crescere epitatticamente** uno strato avente le caratteristiche elettriche desiderate per costituire un buon collettore.

Lo spessore dello strato che si forma sul substrato di bassa resistenza elettrica, ma

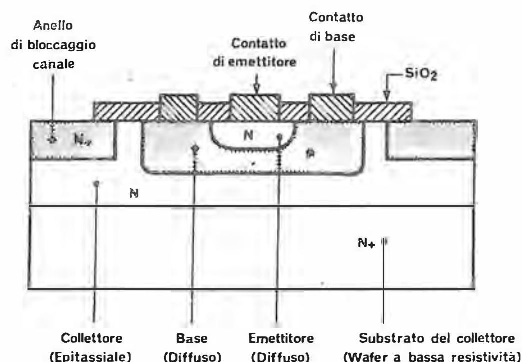


Fig. 39 T - Nei transistori planari visti in sezione alle figure 34 e 35 T, il semiconduttore costituente il substrato sul quale vengono via via eseguite le operazioni elencate (esso rappresenta il collettore) ha resistività elettrica relativamente elevata. Col procedimento epitassiale il collettore (N) è fatto crescere sopra un substrato a bassa resistività (N +) ciò che porta a bassa caduta di tensione.

meccanicamente robusto, viene « coltivato » riscaldando la piastrina di silicio fino a 1200 °C entro una camera di reazione, in cui ad un certo momento si introduce una miscela allo stato gassoso di idrogeno e **tetracloruro di silicio.**

Nella camera di reazione, per effetto dell'alta temperatura, si ha la scomposizione del tetracloruro, ed il silicio si deposita sulla piastrina formando uno strato epitattico che cresce alla velocità di circa un micron al minuto.

Lo strato epitattico si adatta perfettamente al substrato e prosegue ordinatamente la struttura monocristallina di questo; la quantità di drogaggio tipo « n » dello strato coltivato viene controllata immettendo l'elemento donatore, nella percentuale voluta e sotto forma gassosa, nella corrente di idrogeno che determina l'evaporazione del tetracloruro di silicio.

Per la produzione di transistori per deboli segnali UHF, SHF il procedimento planare e quindi, la **qualità** del prodotto risultano migliorati iniettando i droganti a freddo, sotto l'azione di forti campi elettrostatici, attraverso le finestre della « maschera » di SiO_2 per formare la base e l'emettitore.

Questo delicato processo, che sostituisce la diffusione, è chiamato **ion implantation.**

Base epitassiale

Il procedimento della coltivazione epitassiale è noto.

In questo tipo di costruzione si impiega un dischetto di semiconduttore « n » fortemente drogato e che quindi ha una bassa resistività.

Nella struttura mono-strato il processo ha inizio con la crescita epitassiale di uno straterello di circa 10 µm, leggermente drogato con accettore (tipo p).

Questo straterello di polarità opposta, forma la base del transistore.

Successivamente col noto processo planare e di diffusione, si sovrappone la regione di emettitore attraverso le « finestre » nell'ossido di silicio.

Nel mono-strato, la tensione massima dipende dalla resistività della base, che è poco drogata; ad ogni modo la tensione di lavoro è limitata.

Nel procedimento multistrato, la regione di collettore ad alta resistività viene coltivata col procedimento epitassiale sopra il substrato a forte drogaggio e bassa resistività; poi si procede come dianzi.

Il multistrato resiste a tensioni più elevate perché la differenza di potenziale alla giunzione collettore-base, a parità di V_{cc} risulta suddivisa fra le due regioni e non limitata alla sola interfaccia.

I multistrato sopportano tensioni di 150 V; forti correnti. Con metodo eguale si producono transistori complementari (vale a dire, eguali tra loro, ma gli uni pnp e gli altri npn), che permettono uscite simmetriche, con le minime complicazioni circuitali.

In **figura 39 T** è riportata la formazione di un Base epitassiale multistrato.

Base omogenea

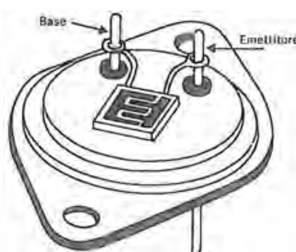
La tecnica a base omogenea (Homobase) si presta bene alla industrializzazione su larga scala, con procedimenti semplici: basso scarto, grande quantità, basso costo.

Il processo ha inizio depositando su due facce di un dischetto di semiconduttore « tipo p » numerosi strati di impurezze « n ». Mediante lunga esposizione ad alta temperatura ha luogo la diffusione all'interno del dischetto.

La diffusione si arresta quando le due giunzioni: di collettore e di emettitore, sono separate da un'area « p » dello spessore di 25 µm, che costituisce la base.

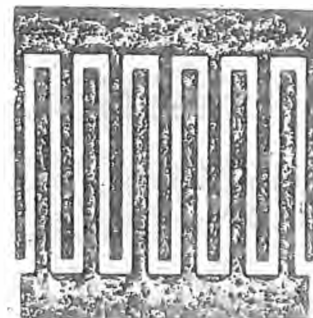
Il procedimento permette di produrre transistori robusti, che lavorano con tensioni fino a 150 V; la rottura delle giunzioni è assai improbabile anche se esposte agli impulsi di sovratensione prodotti da carichi induttivi.

Fig. 40 T - La struttura base-emettitore ha una elevata superficie di interfaccia nei planari-epitassiali di potenza grazie al disegno a « greca » che si vede a lato. Il substrato (meno di 1 cm²) è montato stabilmente sulla piastrina della custodia che è parte del circuito di collettore e quindi quasi sempre deve essere isolata da massa.



Planare - epitassiale

Il procedimento è stato descritto in precedenza; per le applicazioni alle più alte frequenze esso è il migliore, in quanto oltre ai problemi connessi con le capacità delle giunzioni, risolve vantaggiosamente un altro punto critico come la corrente di dispersione, che per la base



di un transistore di potenza può raggiungere livelli di alcuni milliampere (I_{cbo}).

Una limitazione di questa struttura, per quanto concerne la corrente in uscita dall'emettitore verso la base, era fino a pochi anni orsono, rappresentata dal fatto che l'area d'interfaccia emettitore-base era limitata ai confini della regione di base. Per ovviare a questo inconveniente, si realizzano ora emettitori multipli intercalati a regioni di base che procedono a zig-zag: **figura 40 T.**

Nella stessa figura, si vede il transistore montato nella piastra di fondo della custodia tipo TO 3 per transistori di potenza d'uso generale.



Fig. 42 T - Nella lavorazione dei transistori in molti passaggi si deve tuttora ricorrere ad operazioni manuali che richiedono attenzione e precisione; si considerino in proposito, le dimensioni estremamente ridotte del prodotto. La meccanizzazione e l'automazione in questo campo vanno tuttavia sempre più estendendosi.

Tripla diffusione

Per la costruzione di un npn si parte da un dischetto di semiconduttore « n », la cui resistività viene determinata in funzione della tensione massima accettabile.

Quindi per diffusione, si costituisce un tipo « n » a forte drogaggio, perciò bassa resistività su entrambe le facce.

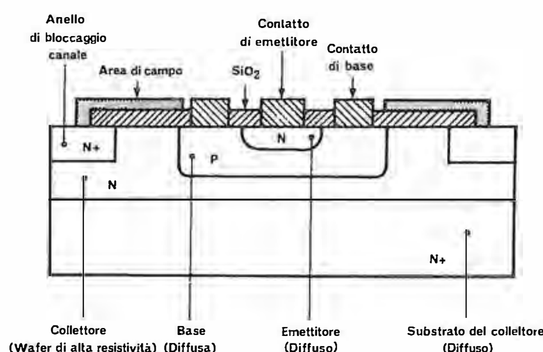


Fig. 41 T - Il dischetto iniziale di un « mesa » è quello indicato N; su di esso, per diffusione (sopra e sotto) si crea una zona N + (forte drogaggio). Sotto, essa rimane (per il collettore), sopra viene eliminata dove si creeranno base ed emettitore.

Il semiconduttore a bassa resistività della faccia inferiore, unito al collettore, forma quel substrato diffuso a cui si collegherà il reoforo di collettore.

Sulla faccia superiore, riferendoci alla **figura 41 T**, mediante lappatura meccanica e processo a « mordente chimico », si asporta tutto lo strato fortemente drogato: ossia si fa « tabula rasa » (in spagnolo **mesa** = tavola) fino a scoprire il semiconduttore normale quasi ovunque. La diffusione a forte drogaggio iniziale, su entrambe le facce, viene fatta perciò, per semplicità di processo.

Una volta ottenuto il semiconduttore **polito**, su esso, col consueto processo di diffusione, si realizzano base ed emettitore.

La tensione di saturazione e la velocità di commutazione, sono molto simili a quelle realizzabili con il procedimento planare, dianzi descritto, però le tensioni di lavoro possono essere più alte e le correnti più forti.

Come amplificatori AF, hanno buone prestazioni fino a 10 MHz, essendo in generale la F_T intorno a 50 MHz.

Fig. 43 T - In diverse applicazioni si rendono necessari allo stesso tempo transistori di tipo PNP e di tipo NPN con caratteristiche eguali (essi sono definiti allora, complementari). Inoltre, se si vuole disporre di un alto grado di amplificazione e di notevole potenza è intuitivo un accoppiamento diretto tra due transistori, in cascata. Quando il tutto è fabbricato su di un unico « chip » (con presenza di diodi di protezione) si perviene, in questo caso, alla coppia darlington: siamo già nel campo degli integrati.

Incapsulamento

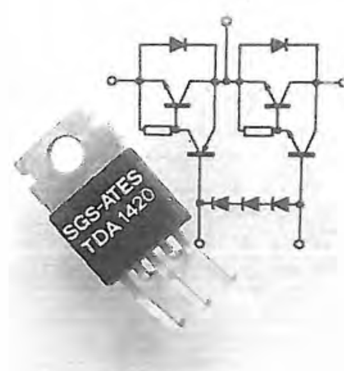
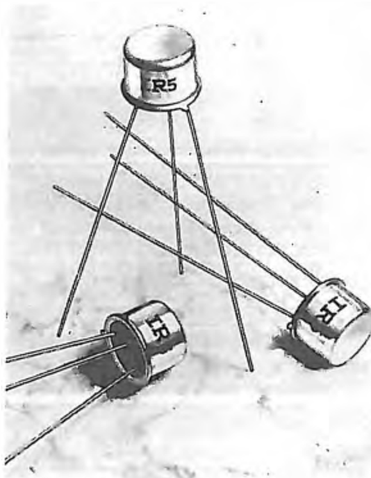
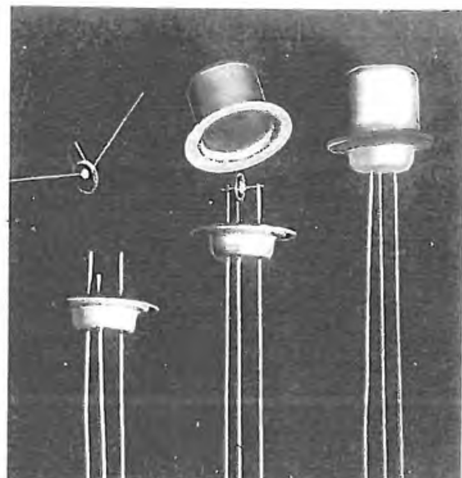


Fig. 44 T - Le capsule che racchiudono il transistore hanno aspetto e dimensioni standardizzate; a pagina 30 t e seguenti sono riportati tutti i tipi più correnti e la loro sigla di identificazione. Tra le più note, la TO-3 di figura 40 T, la Pentawatt/ SGS-Ates della figura precedente (simile alla TO-220) e quella qui sotto raffigurata: la TO-18.

Dopo la saldatura degli elettrodi, i transistori vengono incapsulati: (**figure 42, 43 e 44 T**). Le dimensioni delle capsule di quasi tutti i tipi più correnti sono riportate a pagina 30, 31 e 32 t; molto impiegati ora, i transistori, con limitata dissipazione del calore, in custodia di plastica.





Transistori di potenza

Superata la fase delle esperienze iniziali, il transistore è ormai entrato nella maturità, e dopo avere spodestato la valvola termoionica da tutte le sue classiche applicazioni, si è indirizzato verso le ultime posizioni da conquistare; **potenza utile**: nell'ordine delle centinaia di watt; **frequenze altissime**: qualche gigahertz.

La tecnica produttiva dei transistori di potenza è passata dalla realizzazione di tipi da qualche watt a tipi di un centinaio di watt in Bassa Frequenza, superando via via difficoltà tecnologiche non indifferenti.

Le tecniche costruttive testé citate, adattate alla soluzione dei vari problemi, offrono oggidì un panorama di modelli quanto mai variato, in cui la potenza dissipabile del transistore è sui 150 W, e le applicazioni vanno dalla corrente continua, alla Bassa Frequenza, all'Alta Frequenza fino a 30 MHz (**figura 45 T**).

Nella tabella, abbiamo cercato di riassumere le caratteristiche peculiari, che tengono conto del costo, dei pregi e degli svantaggi nelle diverse applicazioni.

Venendo ai prodotti di avanguardia, nel campo VHF si sono ormai raggiunti i 100 watt dissipabili, che si spingono anche alle UHF, fino a 500 MHz; però recenti prodotti commerciali da 15 W dissipabili, assicurano già un rendimento del 50% fino ad 1 GHz, e 10 W utili (a causa del minore rendimento) al limite di 1,5 GHz.



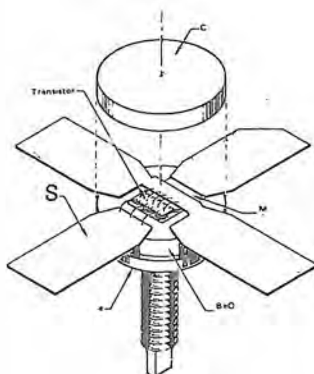


Fig. 45 T - Transistore di potenza per Alta Frequenza (trasmettitori). Il « chip », anche se la potenza da dissipare è notevole, non supera 1 cm². La dissipazione del calore è affidata ad un disco di ossido di berillio (BeO) ed al gambo filettato; i collegamenti, a grandi piastrine (s). Un disco ceramico (c) ricopre l'assieme.

Tipo di costruzione	Applicazioni	Pregi	Difetti
Hometaxial	Amplificatori di BF Qualsiasi impiego in corrente continua Regolatori di tensione e corrente Servomeccanismi Convertitori di tensioni continue Convertitori da bassa tensione continua a tensioni più alte c.a.	Robusti Basso costo	Lavorano a bassa velocità o con frequenze basse
Base epitassiale:	Amplificatori BF Amplificatori HI.FI Impianti di diffusione sonora piazze, sale, cine-sonoro ecc.	Robusti Anche per tensioni alte	Solo tensioni basse
Monostrato	Amplificatori trasmissione onde medie e lunghe: $F_T = 10$ MHz		Frequenze non troppo alte
Multistrato	Convertitori di tensioni continue	Robusti	
Planare epitassiale	Amplificazione VHF ed UHF Commutazioni in generale Commutazioni di potenza ad altissima velocità	Alta velocità Alta Frequenza Bassa Saturazione Piccola corrente di dispersione	Poco resistenti alle sovratensioni
Mesa a tripla diffusione	Deflessione orizzontale nei televisori Applicazioni industriali a 220 e 380 Volt Amplificazione fino a 10 MHz; F_T 50 MHz Servomeccanismi	Bassa Saturazione Bassa dispersione Velocità media Tensione alta	Costo per watt maggiore

Ottenuti questi livelli di potenza, l'interesse dei produttori si è rivolto verso i modelli per frequenze sempre più alte: almeno 10 W/utili a 2 GHz.

Quando si parla di transistori di potenza, si intendono solo quelli a decine di watt, ma sono in realtà **di potenza** anche i componenti attivi dell'amplificatore BF del ricevitore radio. Qui siamo nell'ordine della frazione di watt o di qualche watt, ma questi modelli, che anche come incapsulamento ricordano i transistori di uso generale, non presentano particolari problemi costruttivi e pertanto rientrano nelle tecniche costruttive testé descritte. Altrettanto dicasi per quei piccoli transistori, pure di potenza, impiegati negli stadi a basso livello dei trasmettitori, che assicurano la potenza utile di 1 watt, o poco più, fino alla frequenza di 150 MHz.

Temperatura e dissipazione

Quando il transistore è in funzione, la potenza da dissipare dipende essenzialmente da due fattori: potenza assorbita dal collettore (prodotto tensione corrente) e rendimento.

La generazione di calore nella piccolissima giunzione, ha luogo sempre. L'entità dell'aumento della temperatura dipende dal livello di potenza e dalla rapidità e facilità con cui il calore può diffondersi dalla giunzione, attraverso la struttura del transistore, nel contenitore e da questo nell'atmosfera circostante.

La velocità di scambio termico dipende, a sua volta, dalle proprietà termiche dei materiali attraverso i quali il calore si diffonde.

Anche nel caso migliore, quando il transistore viene messo in funzione in ambiente freddo, la temperatura della giunzione aumenta fino a raggiungere uno stato di equilibrio in cui il calore generato eguaglia quello dissipato.

Poiché la massima temperatura ammissibile è 85 °C per il germanio e 220 °C per il silicio, appare evidente il motivo per il quale la tecnica ha dato il maggiore sviluppo ai semiconduttori al silicio, lasciando al germanio poche applicazioni marginali, nelle quali certe sue proprietà appaiono tuttora vantaggiose.

220 °C alla giunzione significano poco meno della metà, come temperatura della custodia; i piccoli transistori destinati all'impiego come amplificatori di tensione, o comunque ad applicazioni non di potenza, possono in generale dissipare 100 ÷ 320 mW quando la capsula è immersa in aria, la cui temperatura non ecceda i 35 °C.

Quando l'aria all'interno della custodia dell'apparecchiatura è troppo calda — montaggi molto compatti e impieghi in ambienti molto caldi (da noi, ad esempio, un'autovettura esposta al sole estivo) — oppure quando per certe

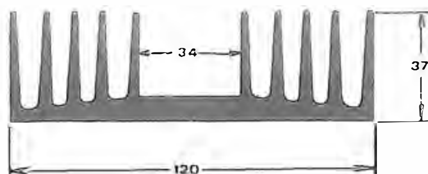
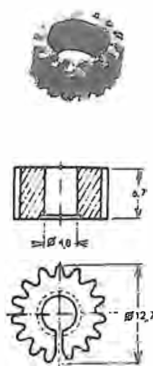


Fig. 46 T - I dissipatori del calore che si sviluppa in un transistore assumono forme e dimensioni svariate: qui un modello lungo 12 cm ed un altro, da innestare sulla piccola capsula TO-72. Sono in metallo buon conduttore (rame, alluminio, ecc.) spesso verniciato in nero per una maggiore efficacia nell'assorbimento del calore.



applicazioni i transistori raggiungono rapidamente la dissipazione limite, è necessario applicare alle capsule appositi dissipatori: **figura 46 T.**

Negli amplificatori di potenza, se la stessa supera qualche watt, si impiegano dissipatori massicci e di maggiore superficie. Si possono anche dissipare 100 e più watt, impiegando robusti elementi alettati, il cui volume viene calcolato mediante appositi abachi.

Ad ogni modo, in linea generale, i transistori per alti livelli di potenza sono costruiti in modo da presentare una resistenza termica molto bassa. Essi vengono poi impiegati, di norma, in classi di lavoro che offrono il massimo rendimento possibile.

Transistori unipolari o FET

Finora abbiamo parlato dei transistori che, fino al 1970, potevano essere così definiti senza possibilità di equivoci.

Esamineremo ora nuovi tipi, funzionanti sul principio **dell'effetto di campo** e chiamati anche comunemente **transistori unipolari**.

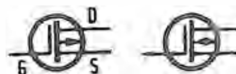
I transistori a effetto di campo hanno assunto in breve tempo grande importanza; il transistore che abbiamo sin qui esaminato è stato qualificato **bipolare**, mettendo in evidenza il fatto, come abbiamo già avuto occasione di dire, che il suo funzionamento si basa sulla interazione di due tipi di portatori di cariche: le cavità e gli elettroni.

La definizione « ad effetto di campo » deriva dal modo di funzionamento di questi altri semiconduttori; in essi, il flusso della corrente dall'elettrodo di partenza (che invece di chiamarsi emettitore prende il nome di SORGENTE) a quello di arrivo (DERIVATORE, invece di collettore) è pilotato da un **campo elettrico.**

La intensità di questo campo elettrico entro il semiconduttore, dipende dal potenziale che assume il terzo elettrodo, quello di controllo, detto GATE o « porta ». Se vogliamo conservare ancora l'analogia col transistore bipolare diremo che quest'ultimo elettrodo è assimilabile alla base: vedremo, tra breve, che più ancora, la porta è paragonabile alla griglia di una valvola.

Questi transistori sono chiamati, come si è detto, « unipolari » perché la corrente che va dalla sorgente al derivatore è costituita da portatori di cariche d'una sola polarità: o cavità od elettroni.

Fig. 47 T - Transistore FET con porta a giunzione e canale di tipo n. La G indica la porta (gate), la D il derivatore (drain) e la S la sorgente (source).



Transistori FET del tipo MOS (MOSFET) a porta isolata e canale p ed n rispettivamente.



Transistore MOSFET, a porta isolata, a canale tipo p e tensione di comando solo positiva.

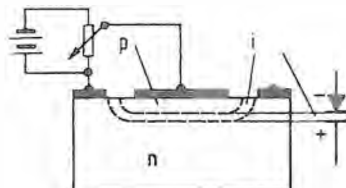


Fig. 48 T - Una certa analogia del principio di funzionamento dei transistori a effetto di campo si può fare col fenomeno, già visto, del diodo varicap: la zona « i » rappresenta il dielettrico, mentre le zone n e p sono le armature, ciò che corrisponde al diodo capacitivo raffigurato a lato.

I transistori unipolari si dividono in due grandi categorie: quelli con **porta a giunzione** e quelli con **porta isolata.**

Per comodità di linguaggio, i primi sono chiamati mediante la sigla JFET che tradotta in parole significa: **junction field effect transistor**, ossia transistore ad effetto di campo con giunzione (simile a quella del diodo pn).

I secondi recano la sigla MOSFET che significa: **metal-oxide-silicon field effect transistor**, ossia transistore ad effetto di campo (con porta) in metallo (isolata) all'ossido di silicio.

Il princìpio di funzionamento dei due capostipiti è simile: da ciascuno di essi discendono famiglie con caratteristiche differenti, ma solo pochi tipi hanno, per ora, avuto largo sviluppo.

Le famiglie traggono origine dai numerosi fattori che intervengono in questi transistori:

1) Differenze nei portatori di cariche: **canale** costituito da semiconduttore di tipo « p » oppure di tipo « n ».

2) Differenze nel comportamento in presenza di campo elettrico progressivamente crescente: **svuotamento** del canale (ossia riduzione dei portatori) oppure il contrario, **incremento** (aumento dei portatori) in presenza di polarizzazione alla **porta.**

3) « Gate » o porta: **a giunzione** oppure **isolata**, come già si è detto.

Accoppiando le differenti caratteristiche, si arriva alla differenziazione in otto classi, ma prenderemo qui in considerazione solo quanto ha oggi pratica applicazione.

La **figura 47 T** riporta il simbolo schematico di transistori FET di diverso tipo. Una analogia che consente di comprendere meglio il loro funzionamento può essere fatta con i diodi a varicap (**figura 48 T**).

TRANSISTORI FET A GIUNZIONE

La costituzione di un JFET — canale « n » — a svuotamento, è visibile in sezione piana in **figura 49 T.** Mediante processo di diffusione viene realizzato un sottile « canale n » fra due ampie regioni « p ».

Alle due estremità del canale sono applicati gli elettrodi che costituiscono la « sorgente » ed il « derivatore » (**S** e **D** della figura).

Il potenziale di controllo è applicato all'area di porta: « G » (gate). A riposo, questo potenziale è sempre tale da polarizzare inversamente la giunzione fra l'area di porta « p » ed il canale di semiconduttore « n ».

Trattandosi di un canale « n » la sorgente viene polarizzata negativamente, mentre il derivatore è collegato al positivo della batteria. Gli elettroni scorrono liberamente fra i due elettrodi; a parte l'abbastanza alta resistenza del semiconduttore che costituisce il canale, fino a quando la porta si trova a potenziale zero.

Se si applica alla porta un potenziale negativo crescente, nell'interfaccia della giunzione si costituisce un campo elettrico, via via più intenso, e la carica spaziale si estende vieppiù nel canale fino ad impedire la circolazione degli elettroni.

Osserviamo che il JFET a canale « n » si comporta esattamente come il triodo termoionico, nel quale il flusso degli elettroni dal catodo alla placca è abbassato fino all'interdizione dal potenziale negativo applicato alla griglia.

Al pari della griglia, finché la porta rimane a potenziale negativo, l'impedenza di ingresso dell'amplificatore rimane altissima, e non scorre un'apprezzabile corrente. Quindi, vi è ragione di ritenere che la più importante caratteristica di questo JFET sia quella di avere svincolato i semiconduttori dalle limitazioni imposte dalla bassa impedenza di ingresso.

Si ricordi infatti: transistore bipolare, ottimo in molti impieghi, però amplificatore di corrente, come abbiamo visto nelle prime pagine; in esso, sappiamo, I_c è funzione di I_b ed il prodotto $I_b \times V_b$ costituisce una potenza che seppure piccola, deve essere fornita dall'elemento che genera il segnale.

Il transistore unipolare invece è il vero triodo « allo stato solido » la cui alta impedenza di ingresso fa sì che il pilotaggio della conduzione interna avvenga senza prelevare energia dal generatore del segnale: è sufficiente la variazione di tensione, proprio (**figura 50 T**) come per la valvola.

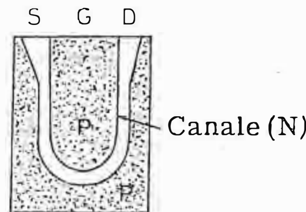
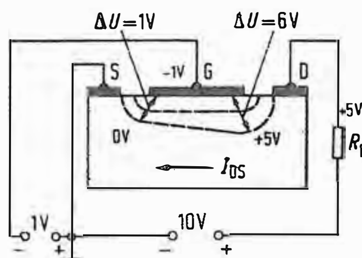


Fig. 49 T - Un canale a semiconduzione N viene creato su di una zona del tipo P, sì da dividerla in due zone. Alle estremità del canale si hanno gli elettrodi S e D (sorgente e derivatore); l'area di tipo P racchiusa diventa la porta di comando (G).



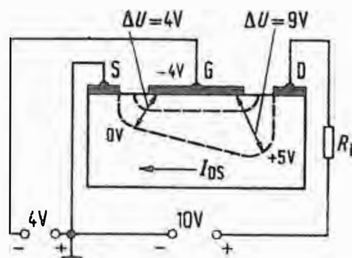


Fig. 50 T - Se si varia la tensione (polarizzazione negativa) della batteria applicata tra S e G, di 1 volt (prima figura) e di 4 volt (seconda figura), nel circuito del derivatore (D) comprendente una polarizzazione positiva e la resistenza di carico R_L, si avrà una variazione di corrente corrispondente, conseguente alla tensione che tra G e D, da una variazione di 6 V sale a 9 V. In sostanza, la polarizzazione di G determina, si può dire, la larghezza del canale, così come nei varicap la polarizzazione determina lo spessore del dielettrico.

I principali impieghi del JFET — canale « n » — sono quelli del triodo di piccole dimensioni, ossia amplificatore di tensione, oscillatore, mescolatore, ecc.

Per l'amplificazione di potenza, per ora le migliori prestazioni sono ancora offerte dai transistori bipolari.

Nei JFET a canale « p » (svuotamento), agiscono le cavità, in luogo degli elettroni, quindi, le polarità della pila vanno rovesciate: sorgente = positiva; derivatore = negativo. La conduzione del canale « p » diminuisce, via via che alla porta si applica un potenziale positivo crescente.

Nel simbolo a « canale n » la punta della freccia è voltata verso l'interno, invece nel « canale p » la punta della freccia è uscente.

Nei radioricevitori, televisori, amplificatori, i JFET — canale « n » — (a svuotamento) sono i più usati.

I JFET amplificatori di tensione operano sempre in classe A. La famiglia di caratteristiche di derivatore, ha un aspetto simile alle caratteristiche del bipolare di figura 29 T; al posto della corrente di base si legge tensione di porta; il punto di lavoro è, come di consueto, stabilito a metà della retta di carico: R della citata figura.

La **figura 51 T** riproduce, in sezione, un JFET.

TRANSISTORI FET A OSSIDO METALLICO

Un MOSFET — canale « n » — (a svuotamento), non ha una struttura dissimile da quella del JFET illustrato in figura 51 T. La più notevole differenza si deve al fatto che sulla superficie che osserviamo, viene depositato uno strato di SiO_2 di spessore molecolare: l'ossido di silicio è un ottimo dielettrico.

Sull'area della porta (G), al di sopra del SiO_2 viene effettuata la metallizzazione e quindi la **porta-metallica** risulta galvanicamente isolata dal resto del transistore.

Sebbene per certi lati il MOSFET non differisca dal JFET, la porta isolata presenta una rimarchevole particolarità: la tensione di polarizzazione e la tensione-segnale sono in effetti applicate ad una armatura di un piccolo condensatore e quindi il transistore può operare sia con la porta negativa che positiva, senza che si manifesti alcuna anomalia nell'impedenza di ingresso.

Si tenga presente, infatti, che la porta del JFET deve essere sempre negativa, altrimenti la giunzione « pn » fra porta e canale assume polarizzazione diretta e gli elettroni scorrono nel circuito della porta invece di proseguire verso il derivatore.

Nel MOSFET, essendo la porta isolata, non esiste questa limitazione, e quindi oltre ad avere un ingresso ad altissima impedenza, esso presenta una dinamica molto ampia, per quanto concerne i potenziali di porta.

Come si osserva in **figura 52 T** — sezione trasversale — la costruzione del MOSFET, grazie all'indipendenza della metallizzazione di porta, risulta semplificata, ed il canale « n », in cui si trovano molti elettroni liberi, viene formato con facilità mediante processo di diffusione.

Anche la metallizzazione dell'ossido di silicio,

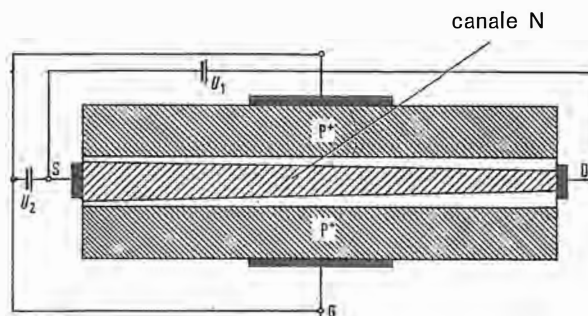


Fig. 51 T - Sezione di un JFET, a canale N. Una batteria connessa agli estremi del canale fa scorrere corrente da S a D. Con polarizzazione inversa U2 applicata a G, il canale può essere ridotto (aumento di resistenza): la caduta di tensione nel canale cresce, ciò aumenta la tensione inversa alla giunzione PN e quindi lo spessore della regione delle cariche.

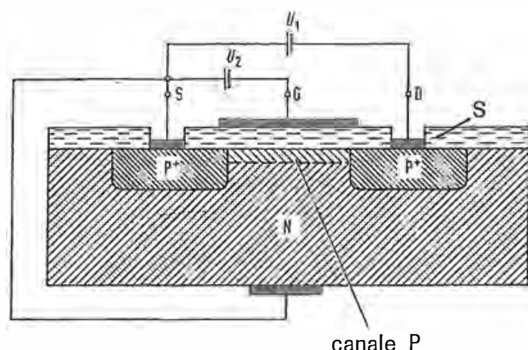


Fig. 52 T - In questo MOSFET, in un semiconduttore N sono diffuse due zone P (sorgente e derivatore): tra di esse vi è un settore isolante (ossido di silicio) ricoperto da metallo (porta = G). Tra S e D vi è un canale (P in questo caso).

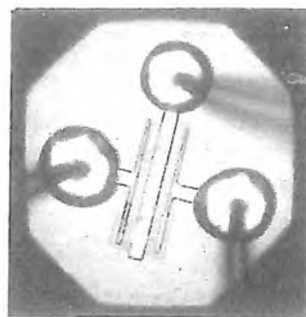


Fig. 55 T - Questa foto mostra molto chiaramente la struttura di un transistore MOSFET. A destra ed a sinistra, il derivatore e la sorgente: in centro ad essi la porta che, trattandosi di un MOS, è del tipo isolato.

per costituire l'area capacitiva della porta, non pone particolari problemi.

In figura 47 T abbiamo già visto il simbolo del MOSFET, canale « n ». Riferiamoci ora alla **figura 53 T**.

Il funzionamento del MOSFET è simile a quello del JFET. Al derivatore viene applicato un potenziale positivo; il negativo della pila è a massa; anche la sorgente ed il substrato (bulk) sono collegati a massa. In queste condizioni, a seconda della tensione della pila e della resistenza in serie al derivatore, si ha un flusso costante di elettroni verso questo elettrodo positivo.

Quando si applica alla porta un potenziale, si carica l'armatura del condensatore e, **per induzione elettrostatica**, una carica indotta sottrae elettroni al normale flusso e quindi la corrente di derivatore I_d, diminuisce.

Un potenziale positivo alla porta ha effetto contrario, senza peraltro causare né corrente di porta, né riduzione dell'impedenza d'ingresso; sotto questo punto di vista il MOSFET si comporta ancor meglio della valvola termoionica di cui riproduce, ripetiamo, le caratteristiche generiche, pur mantenendo le peculiarità dei semiconduttori: bassa tensione di lavoro, bassissimo consumo, assenza dell'accensione, ridottissimo volume, maggiore solidità e vita lunghissima.

I MOSFET con due porte isolate, indipendenti fra loro, hanno una grande flessibilità d'impiego: di norma, nei ricevitori, una porta è impiegata per il segnale, l'altra, polarizzata mediante una tensione proporzionale all'ampiezza del segnale in arrivo (c.a.g. = controllo automatico del guadagno), riduce la conduzione nel MOSFET quando il livello del segnale aumenta.

Nei ricevitori supereterodine vi è uno stadio convertitore in cui il segnale in arrivo si mescola con uno prodotto localmente, per dare

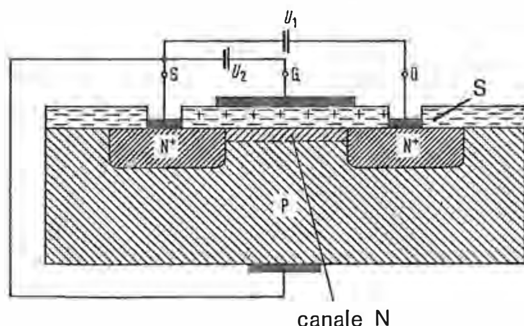


Fig. 53 T - Il MOSFET visto in figura precedente può essere concepito a semiconduttori opposti. Qui la basetta è di tipo P, le diffusioni ed il canale di tipo N. Nel primo caso si ha il tipo ad accrescimento, mentre questo è a svuotamento.

origine ad una tensione di frequenza intermedia (vedremo tutto ciò in dettaglio in apposita lezione): il MOSFET a due porte è un ottimo mescolatore; ad una porta si applica il segnale in arrivo, all'altra il segnale locale; dal derivatore si preleva il segnale di frequenza intermedia voluto.

Nei primi modelli di MOSFET si presentava un grave inconveniente: essendo il terminale di porta altamente isolato e lo spessore del dielettrico estremamente sottile, si verificava che le cariche elettrostatiche presenti sul corpo della persona che maneggiava il transistore durante il montaggio, erano sufficienti a perforare il dielettrico.

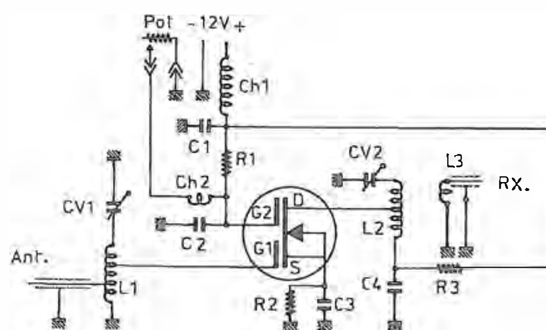


Fig. 54 T - Interessante applicazione di un MOSFET a doppia porta. Si tratta di un preamplificatore da porre tra antenna e ricevitore per le gamme VHF. C1 = 1 000 pF (ceramico); C2 - 3 - 4 = 470 pF (ceramici); CV1 - CV2 = 3 a 20 pF (ad aria); R1 = 150 kΩ (1/4 W); R2 - R3 = 270 Ω (1/4 W); Pot = 50 kΩ (lineare); Ch1 = impedenza per A.F.; Ch2 = perla di ferrite. L1 - L2 = 5 spire, filo 15/10 - diam. 8 mm - lung. = 15 mm - presa a 3 dalla massa (per antenna su L1 = 1 da massa). L3 = 1 spira, filo isolato 8/10, tra 4ª e 5ª spira di L2, da massa. Transistore = 3 N-2 000 - 3 N-187 - MPF-121 - RCA 40.673.

Nei MOSFET più recenti, durante la produzione, fra la porta isolata ed il substrato, si creano, per diffusione, due giunzioni opposte che si comportano come due diodi Zener montati in senso inverso. Fino a quando le tensioni alla porta non raggiungono il valore critico, è come se gli Zener non ci fossero; però essi entrano in conduzione per una differenza di potenziale inferiore a quella di perforazione del dielettrico.

I MOSFET a doppia porta hanno entrambe le porte protette, indipendentemente.

Uno schema pratico per l'impiego di un MOSFET come amplificatore è riprodotto in **figura 54 T** con i relativi dati.

Nel caso di un MOSFET a doppia porta, la seconda porta riceve una polarizzazione che può essere fissa o variabile (controllo manuale del guadagno) tramite un partitore resistivo posto fra + 12 V e massa; in generale i rapporti sono tali che la polarizzazione della seconda porta va da 1/8 ad 1/10 della tensione che alimenta il derivatore.

La **figura 55 T** mostra, fotograficamente, la disposizione costruttiva di un MOSFET del commercio.

Altri tipi di transistori

Fra i numerosi transistori di qualità particolari, riteniamo interessante trattare due di essi che hanno considerevoli applicazioni nell'elettronica industriale: i transistori unigiunzione ed i transistori foto-elettrici.

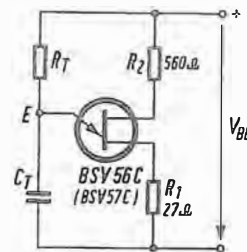


Fig. 59 T - Schema di principio di un semplice generatore di impulsi che sfrutta la resistenza negativa dell'unigiunzione. Dal punto E si può prelevare una tensione che ha forma quasi a dente di sega. RT deve essere maggiore di 10 kΩ.

UNI-GIUNZIONE O DOPPIA BASE

Al pari del diodo tunnel, questo transistore presenta una caratteristica di **resistenza negativa** in conseguenza della quale, mediante semplici circuiti, si possono ottenere: impulsi, dispositivi che identificano la polarità di un segnale, temporizzatori, elementi di innesco programmato per SCR.



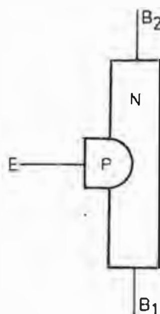


Fig. 56 T - Un transistore unigiunzione (vedi simbolo) è formato dalla sola giunzione PN qui illustrata (emettitore) e da due basi (B2 - B1) poste alle estremità della zona N.

La struttura dell'unigiunzione è molto semplice: si tratta di una barretta di silicio tipo « n » alle cui estremità sono saldati due contatti ohmici, che prendono il nome di **base 1** e **base 2** (B_1 e B_2 di **figura 56 T**).

Ad un certo punto della barretta, diverso dalla metà, è applicata, mediante lega, una sferetta di semiconduttore « p » che costituisce la regione di emettitore. I rapporti sono tali, che generalmente la distanza fra emettitore e B_1 è circa la metà della distanza fra emettitore e B_2.

Poiché la barretta « n » ha un drogaggio uniforme, i rapporti di resistenza ed i livelli di potenziale, fra le due basi e l'emettitore, stanno anch'essi nella proporzione citata (**figura 57 T**).

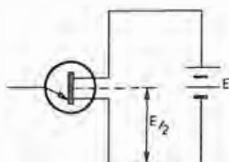


Fig. 57 T - La base B2 è polarizzata + E rispetto alla base B1: la barretta di silicio N si comporta pressapoco come un resistore e al suo centro la tensione sarà metà di E. In effetti, l'emettitore non è al centro, ma più vicino alla base B1.

L'« unigiunzione » viene collegato al circuito in modo che B_1 sia a massa e al polo negativo, mentre il potenziale positivo è applicato a B_2.

In queste condizioni, le cavità iniettate dalla regione « p » vanno verso la base e li si ricombinano con gli elettroni provenienti dal circuito esterno.

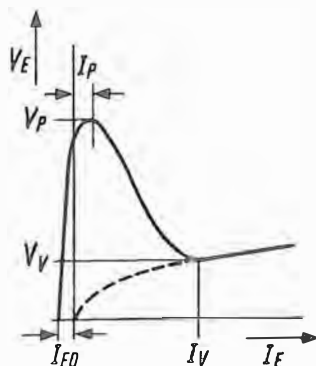


Fig. 58 T - Se all'emettitore è avviata una corrente, i portatori minoritari (cavità) saturano la zona della barretta tra E e la base B1 (la resistenza vi diminuisce). La curva illustra il comportamento, appunto, delle variazioni di tensione E tra emettitore e B1 in funzione della corrente d'emettitore: come si vede, vi è una regione in cui la resistenza dinamica è negativa.

Gli elettroni liberi del semiconduttore « n », dato il loro grande numero, fanno sì che lo spazio fra emettitore e B_1 abbia una bassa resistenza e le condizioni di equilibrio interno sono tali che la corrente di emettitore può salire progressivamente, anche se il potenziale dell'elettrodo è costante o addirittura in diminuizione: questo è lo stato ideale di un dispositivo a **resistenza negativa**.

In **figura 58 T** è visibile la curva caratteristica. Quando la differenza di tensione fra le due basi aumenta, si raggiunge un valore di cresta V_P ed abbiamo una certa corrente, I_P.

Poi si entra in regime di resistenza negativa, per cui la tensione scende al valore minimo V_V (potenziale di valle) ma nel tratto $I_P - I_V$ la corrente I_E ha continuato a salire.

In **figura 59 T** è schematizzato un generatore d'impulsi ripetitivi, che impiega questa caratteristica peculiare del transistore unigiunzione. La capacità C_T si carica lentamente, tramite la resistenza R_T e la costante di tempo di questi due componenti determina la frequenza di ripetizione degli impulsi.

Quando la tensione ai capi di C_T giunge alla grandezza V_P di figura 58 T, la resistenza fra emettitore e B_1 cade a basso valore e si ha la scarica del condensatore. Quando il potenziale è caduto a V_V, ricomincia la carica di C_T ed il ciclo si ripete.

In **figura 60 T** lo schema è quello di un temporizzatore, basato sulla carica del condensatore di emettitore attraverso il potenziometro in serie all'alimentazione di + 10 V.

Il relé (A) chiude dopo 100 secondi che il circuito è stato messo sotto corrente; un contatto ausiliario (a), dopo l'eccitazione, mantiene il relé sotto tensione, finché non si apre manualmente il circuito di alimentazione, mediante il pulsante normalmente chiuso, che si trova in serie al + 10 V.

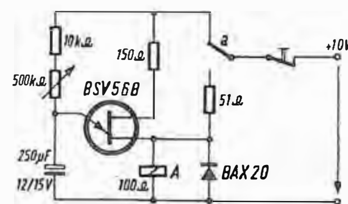


Fig. 60 T - Si può sfruttare la stabilità a tempo lungo della tensione di cresta di un unigiunzione nonché l'alta impedenza d'entrata al di sotto di tale tensione per ottenere tempi precisi e definiti (temporizzatore). Il potenziometro consente la scelta del tempo di ritardo.

FOTO-TRANSISTORI

Anche in un transistore, naturalmente, la giunzione può reagire alla presenza delle radiazioni luminose così come si sa che avviene nei diodi (**figure 61 - 62 - 63 e 64 T**).

Allo scopo di ottenere una sensibilità più elevata, vengono prodotti transistori la cui base ha grande superficie (**figura 65 T**) e quindi la giunzione base-collettore si comporta ancor meglio come foto-diodo. Mediante le tecniche planari si ottengono transistori di grande sensibilità sotto tale aspetto, con buona risposta frequenziale: l'aumento della base, difatti, allunga la costante di tempo del dispositivo, e quindi la risposta frequenziale del transistore tende ad essere più bassa di quella del diodo fotoelettrico.

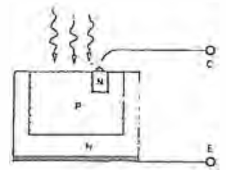


Fig. 65 T - Una differenza costruttiva del fototransistore rispetto al transistore sta' nella maggiore area della base (P) del primo; un'altra differenza è che, assai spesso, non vi è conduttore di collegamento per la base stessa.

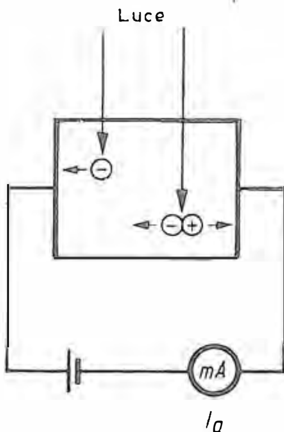


Fig. 61 T - Il caso più semplice di sfruttamento dell'effetto fotoelettrico nella struttura di un materiale semiconduttore è quello della fotoresistenza; viene citato per evidenziare l'evoluzione che si è verificata in questo settore.

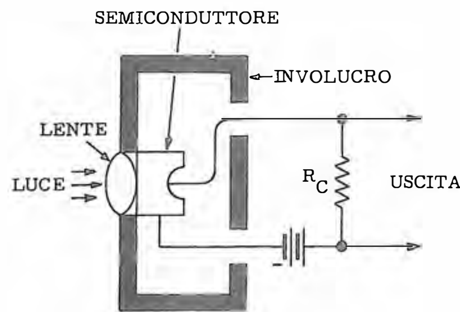
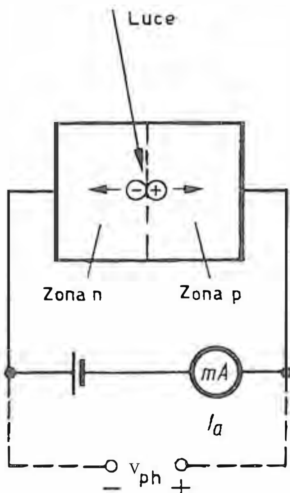


Fig. 62 T - Elemento fotosensibile del tipo a contatto puntiforme. L'energia della luce viene concentrata dalla lente in un fascio che colpisce la zona esposta (sensibile) del semiconduttore dando luogo al passaggio di corrente attraverso RC.



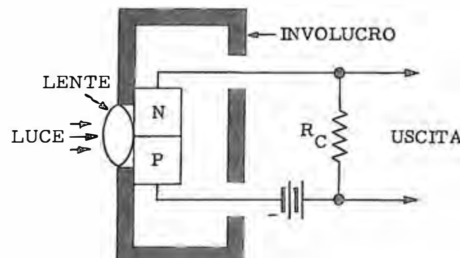
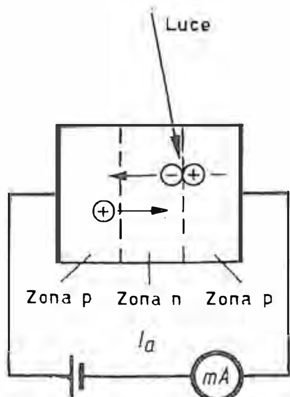


Fig. 63 T - In questo caso è la giunzione ad essere colpita dal fascio di fotoni; abbiamo già visto questo tipo di diodo occupandoci appunto di questi ultimi nello studio dei diodi e delle giunzioni. Esiste una corrente di oscurità, **anche in assenza di illuminazione.**



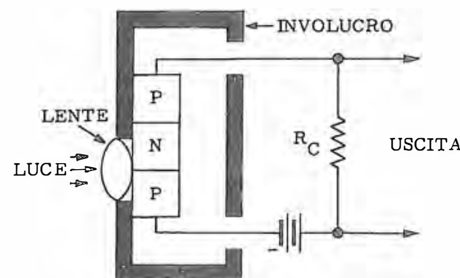


Fig. 64 T - Qui si ha una doppia giunzione. La seconda giunzione apporta amplificazione. Rispetto al fotodiodo si ha una gamma di frequenza più estesa e, come si è accennato, un guadagno più importante. Le sensibilità massime si hanno per frequenze prossime all'infrarosso.

I foto-transistori hanno una costruzione più complessa del transistore normale; la struttura è, tuttavia, incorporata nella capsula abituale (To 5). Vediamo, ora, un dispositivo del genere.

Sul supporto metallico interno, al centro, si trova una cella fotovoltaica che ha la superficie di 3,25 mm²; la capsula (diametro esterno 8,5 mm) è chiusa ermeticamente mediante un dischetto trasparente saldato al metallo (**figura 66 T**).

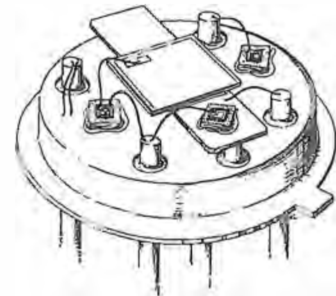


Fig. 66 T - Dispositivo fotoelettrico che impiega una cella fotovoltaica ed un transistore, nonché due diodi, secondo lo schema di cui alla figura seguente. Il tutto è contenuto in una normale capsula TO-5 con coperchietto trasparente.

Nello schema elettrico del dispositivo osserviamo che oltre alla citata cella sono presenti il transistore e due diodi (**figura 67 T**): l'anodo della cella fotovoltaica al silicio è collegato alla base del transistore npn, mentre il catodo è collegato al diodo D_1 e ad un terminale ausiliario (B).

Una debole tensione applicata a B fa condurre D_1 ed allora una tensione di circa 0,7 V indipendente dall'alimentazione del dispositivo, si stabilisce fra il catodo della cella fotovoltaica F e la base del transistore T.

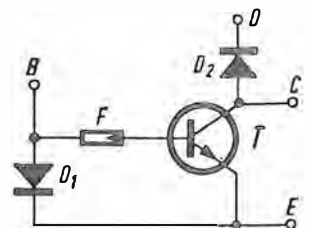


Fig. 67 T - Schema del dispositivo di cui sopra. Una tensione esterna viene applicata tramite D1 e polarizzata a 0,7 V catodo-emettitore. D2 **(va collegato in parallelo al carico) protegge il transistore da sovratensioni induttive.**

Questa polarizzazione iniziale è necessaria con gli elementi al silicio; difatti, T ha una caratteristica di I_c lineare solo quando il potenziale di base supera 0,7 V: così, stabilito il valore di soglia, qualsiasi aumento della luminosità, percepito da F, produrrà un incremento proporzionale della I_c.

Il diodo D_2 ha lo scopo di proteggere il transistore da disturbi esterni.

La cella F è al silicio, quindi la massima sensibilità si verifica nel campo degli infrarossi; per il giallo la sensibilità discende al 70 %, per il viola, al 20 %.

Un elemento fotoelettrico come quello ora descritto ha considerevoli applicazioni nell'industria. La corrente di collettore, già forte, richiede poca amplificazione: essa è compresa fra 60 nA all'oscuro e 65 mA con forte illuminazione.

Oltre ai numerosi impieghi industriali, questo fototransistore ha applicazioni nella telefonia, essendo la risposta frequenziale molto buona fino a 20 kHz.

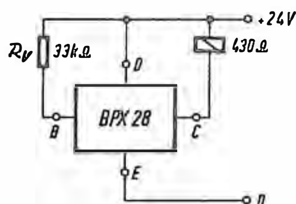


Fig. 68 T - Interruttore fotoelettrico. Impiega il dispositivo (Telefunken) illustrato nelle due figure precedenti. Richiede unicamente il relé (430 Ω) ed un resistore da 33 kΩ che determina la polarizzazione. Può servire per barriere di luce, apertura porte, allarmi, ecc. tanto con luce visibile che invisibile (infrarossi).

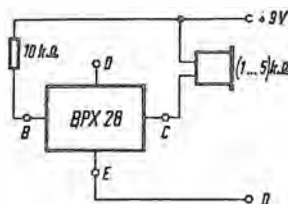


Fig. 69 T - Ricevitore per telefonia ad infrarossi. Se la distanza è notevole si può far entrare il segnale uscente, in uno o più stadi amplificatori ed inserire l'auricolare dopo l'amplificatore. Il diodo protettore (non essendovi relé) non è utilizzato (D). Il punto E è a massa (O).

In **figura 68** e **69 T** sono mostrate due semplici applicazioni: nella 68, attuazione di un fotorelé da 430 ohm, per applicazioni varie; in 69, eccitazione di un auricolare telefonico (con impedenza da 1 a 5 kΩ), nell'impiego come ricevitore di segnali telefonici trasmessi al fotodispositivo da un laser (generatore di luce coerente) ad infrarossi modulati. Il generatore può essere anche un diodo LED.

La telefonia che anziché affidarsi ai cavi o alle onde hertziane come mezzo portante, si avvale delle radiazioni luminose (o prossime ad esse come frequenza) è un'evoluzione di questi ultimi anni: ormai minuscole fibre di vetro (fibre ottiche) possono convogliare segnali, con un'attenuazione per chilometro di gran lunga inferiore a quella dei cavi coassiali; piccoli laser basati sul principio dei diodi elettroluminescenti sono già usati in molte applicazioni, mentre dispositivi derivati da quello descritto fanno pensare a sensibilità molto maggiori.

Siccome maggiore sensibilità significa maggiore distanza coperta per ogni tratto, e quindi minor numero di ripetitori intermedi, il miglioramento tecnico dei foto-transistori è continuo.

Entro il 1985 le comunicazioni multiple, che si avvarranno dell'amplissimo spettro delle onde luminose, saranno una realtà. I problemi fisici e scientifici inerenti le linee in fibra di vetro, sono ormai risolti; l'aumento della sensibilità dei rivelatori verrà forse ottenuto sfruttando il fenomeno della **conduzione a valanga controllata** nei semiconduttori.

Secondo questo principio, le cariche liberate nel foto-rivelatore per effetto dei fotoni, vengono accelerate all'interno del diodo al punto che la loro energia cinetica è in grado di asportare altri elettroni dagli atomi del cristallo; le numerose cariche, così ottenute, producono una scarica **a valanga** la cui durata eguaglia la lunghezza dell'impulso iniziale dei fotoni.

Il guadagno per moltiplicazione a valanga delle cariche, prima dell'amplificazione vera e propria per mezzo del transistore, è maggiore di 1 200 volte.

Sommaria identificazione

Abbiamo già fatto osservare che le caratteristiche dei transistori per usi generali, per piccoli segnali o piccole potenze, sono relativamente eguali; pertanto, lo sperimentatore può impiegare per molti montaggi anche tipi di provenienza diversa purché accerti alcuni dati fondamentali.

A volte, certi transistori sono identificati mediante codici di lavorazione e non con le ben note sigle commerciali. Molto spesso, poi, la sigla non è più leggibile o è scomparsa del tutto.

Quello che è necessario conoscere per il riutilizzo si può così riassumere:

— il transistore è al germanio oppure al silicio?
— si tratta di un pnp oppure di un npn?
— come sono disposti i reofori dei tre elettrodi?
— è efficiente?

Per ottenere queste informazioni occorre soltanto un ohmmetro, però prima di eseguire le prove è necessario identificare quale dei due puntali corrisponde al positivo della batteria. Accade infatti che in diversi analizzatori, quando si passa alla posizione di « misura delle resistenze », il positivo della pila interna venga a corrispondere al cordone nero (negativo). L'identificazione delle polarità dei puntali è stata descritta nella lezione precedente.

1 - Si considera il transistore come se fosse costituito da **tre diodi**.

Si applicano i puntali dello strumento ad una coppia di fili per volta, osservando la resistenza, e poscia invertendo la polarità.

Per l'**effetto-diodo** troveremo resistenza alta in un senso e bassa in senso opposto, ossia rovesciando la polarità dei puntali.

Se si ottiene questa risposta da tutte e tre le coppie di fili, si è in presenza d'un **transistore efficiente**.

2 - Per tentativi, osservare quale dei tre terminali presenta all'incirca la stessa resistenza rispetto agli altri due (**figura 70 T**): il filo che ha resistenza quasi simmetrica rispetto agli altri **corrisponde alla base**.

Trovata la base, sappiamo anche se si tratta di un pnp ovvero d'un npn; difatti, basta osservare la figura e rispettare le polarità dello strumento, per pervenire ad una facile identificazione.

3 - Collegare i puntali fra emettitore e collettore, nel senso in cui si osserva una resistenza bassa: **figura 71 T**. Se tale resistenza va da 200 a 600 ohm, e se invertendo le polarità (resistenza alta) la lettura è circa 8 volte maggiore, ci si trova in presenza di un transistore al germanio.

Se la resistenza più bassa fra emettitore e collettore supera di parecchio gli 800 ohm (ad esempio sta fra 2 500 e 5 000 ohm), molto probabilmente si tratta di un transistore al silicio. Se rovesciando la polarità si ha una resistenza quasi all'infinito, si tratta certamente di un transistore al silicio e per di più, in ottime condizioni di efficienza.

Queste semplici prove non sono attuabili con transistori MOSFET e JFET.

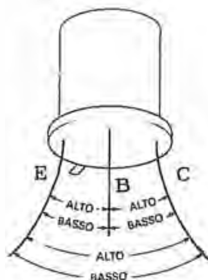


Fig. 70 T - Indicazioni generali di orientamento per il valore ohmico da riscontrare tra due conduttori alla volta (effetto diodo) onde individuare gli elettrodi. È molto utile per destreggiarsi con questo sistema fare prima tutta le serie di letture con diversi transistori nuovi (silicio e germanio).

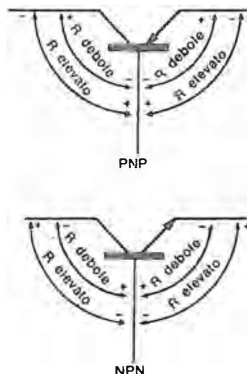


Fig. 71 T - Individuata la base, il collettore e l'emettitore, con i tipi PNP o NPN si riscontreranno resistenze deboli o elevate a seconda della polarità applicata dall'ohmetro: l'applicazione va fatta in entrambi i sensi. Fare prima qualche prova con transistori noti: ciò faciliterà le stesse operazioni in seguito.

Misura dei parametri

Naturalmente, prove come quelle testé riportate sono alquanto empiriche. Il tecnico che preveda un lavoro sistematico, professionale (anche se si tratta di sole riparazioni) è bene si munisca di uno strumento adeguato. Già un modello molto semplice è stato descritto in una lezione precedente.



Fig. 72 T - Questo Provatransistori consente numerose misure e soddisfa perciò quasi tutte le esigenze del tecnico radioriparatore. Si può misurare il « beta » e l'« alfa » tanto di tipi per Alta Frequenza quanto di modelli di potenza B.F., sino a 150 W. È alimentato internamente con pile.

Per esigenze di maggiore impegno vi sono altri strumenti; la **figura 72 T** ne illustra uno che è caratterizzato da un costo modesto e purtuttavia risponde a molte soluzioni. Più avanti ne illustriamo dettagliatamente un altro, nella nota forma della scatola di montaggio (kit) secondo la quale sono illustrate nel nostro testo molte possibili realizzazioni.

Anche se, in effetti le misure che il lettore eventualmente vorrà o dovrà eseguire saranno effettuate mediante una delle citate apparecchiature, qui di seguito indichiamo i criteri (e gli schemi di base) cui tali misure sono ispirate. Sono cognizioni che — riassumendo di proposito anche alcune nozioni già apprese — portano all'uso sicuro e vantaggioso della strumentazione.

I quattro parametri fondamentali che importa conoscere per ogni transistore sono:

— la corrente inversa di saturazione di collettore con circuito di emettitore aperto (I_{CBO});

— la corrente inversa di saturazione di emettitore con circuito di collettore aperto (I_{EBO});

— la corrente inversa di saturazione di collettore con circuito di base aperto (I_{CEO}), ed

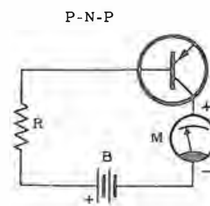
— il coefficiente di amplificazione di corrente.

I diversi valori di corrente sono strettamente legati alla temperatura del transistore: normalmente le Case forniscono i dati validi per una temperatura di 25 °C, e quindi è bene che le misure vengano effettuate a questa temperatura.

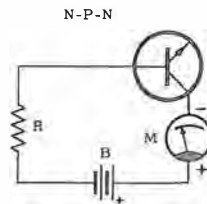
La corrente di collettore in condizioni di interdizione, I_{CBO}, si misura polarizzando in senso inverso la giunzione base-collettore e mantenendo aperto il circuito di emettitore, come è indicato nella **figura 73 T**.

Il valore di I_{CBO} (od I_{CO}, come viene spesso indicato questo elemento) raramente oltrepassa i 10 μA nel caso del transistori di bassa potenza, e si aggira attorno al milliampere per i transistori di potenza; la resistenza R, alla quale si dà normalmente il valore di 5 000 Ω,

Fig. 73 T - Circuito per la misura della corrente di collettore in condizioni di interdizione. La giunzione base-collettore è polarizzata in senso inverso; l'emettitore è libero.



La stessa lettura in caso di transistore di tipo contrario. Come si vede sono semplicemente rovesciate le polarità della batteria e dello strumento.



collegata in serie allo strumento serve per limitare la massima intensità di corrente che può scorrere nello strumento qualora si effettui un collegamento errato oppure nel caso che il transistore sia difettoso.

Lo strumento M è un microamperometro da 100 μA o un milliamperometro da 10 mA a fondo scala, a seconda del tipo di transistore in prova; la batteria B è in realtà un generatore

di tensione variabile da zero a 12 V, per cui può essere costituita da un potenziometro da 10 000 ohm in parallelo ad una batteria da 12 V (al circuito si collegheranno un estremo del potenziometro ed il cursore).

Confrontando fra loro alcuni transistori al silicio ed altri al germanio si potrà constatare che il valore di I_{CBO} per i primi è pari ad un decimo del valore che tale corrente ha nei secondi.

I_{EBO} (od I_{EO}, come viene a volte indicata) è la corrente che scorre nel transistore quando la giunzione emettitore-base è polarizzata in senso inverso ed il circuito di collettore è aperto; i relativi circuiti di misura, validi per transistori « PNP » e per transistori « NPN », sono quelli di **figura 74 T**, nei quali M, B, R hanno le stesse caratteristiche dei corrispondenti elementi della figura precedente.

La rilevazione di questa corrente assume particolare importanza quando il transistore viene impiegato nei circuiti di commutazione, perché in essi la giunzione base- emettitore viene

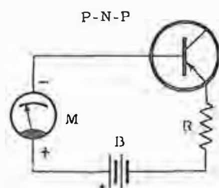
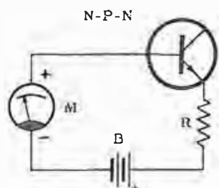


Fig. 74 T - Circuito per la misura della corrente d'emettitore con polarizzazione inversa della giunzione emettitore-base; il collettore è libero.



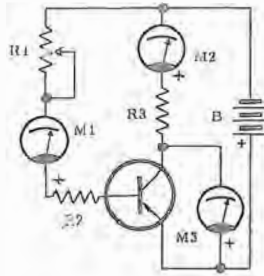
La stessa lettura in caso di transistore di tipo contrario. Anche qui, come nel caso di figura 73 T, sono semplicemente rovesciate le polarità.

polarizzata in senso inverso per interdire completamente il transistore.

L'amplificazione di corrente di un transistore può essere misurata come abbiamo già visto nelle prime pagine, in corrente continua, cioè con resistenza di carico nulla, nel qual caso si indica con il simbolo h_{FE} od anche con la lettera greca β (beta), oppure in corrente alternata (cioè con resistenza di carico di valore diverso da zero; in questo caso si indica con il simbolo h_{fe}, oppure ancora con β).

È ovvio che il β misurato in corrente alternata ha un valore minore di quello misurato in corrente continua; è parimenti ovvio che il valore di quest'ultima è pari al massimo valore che β può avere in corrente alternata, ma tale condizione non si raggiunge mai in pratica perché ciò potrebbe avvenire soltanto se si diminuisse sino a zero il valore della resistenza di carico del collettore.

La misura di h_{FE} si fa con il circuito di **figura 75 T**, nel quale M1 ed M2 sono, rispettivamente, un microamperometro da 100 µA ed un milliamperometro da 10 mA a fondo scala; R1 è un potenziometro da 100 kohm; M3 un



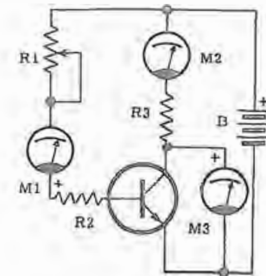


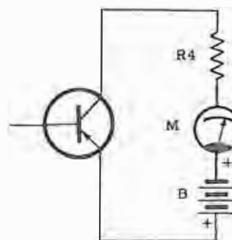
Fig. 75 T - Circuito per la misura del « beta » in c. continua. Il valore di questa importante caratteristica del transistore si ricava dal rapporto che si osserva tra le letture di M2 ed M1. Gli schemi si riferiscono a transistori PNP ed NPN rispettivamente.

voltmetro da 10 V fs.; R2 limita il massimo valore della corrente di base, ed è una resistenza da 1 000 ohm; R3 è una resistenza non superiore a 1 000 ohm. Sarà utile fare alcune serie di misure diminuendo progressivamente il valore di R3 per constatare quanto ciò influisca sul coefficiente di amplificazione di corrente.

Dopo aver regolato R1 per un minimo di lettura su M3 (al quale corrisponde un massimo di corrente nel collettore), si leggono i valori indicati da M2 e da M1.

Il loro rapporto eguaglia il valore del coefficiente β.

La tensione della batteria B, che dovrebbe preferibilmente essere regolabile mediante un



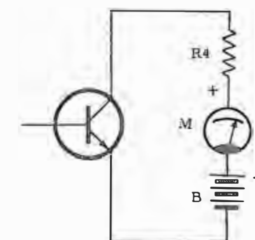


Fig. 76 T - Circuito per la misura del valore della corrente tra collettore ed emettitore con base libera: per i PNP e gli NPN rispettivamente. È bene poter variare la tensione della batteria per differenti letture.

sistema simile a quello indicato nel caso precedente, è di 6 volt.

La **figura 76 T** mostra invece il semplicissimo circuito che consente di rilevare il valore della corrente I_{CEO} che scorre nel circuito emettitore-collettore quando il circuito di base è aperto.

Qui M è un milliamperometro da 10 mA a fondo scala, mentre R4 è una resistenza da 5 000 ohm e B una batteria da 6 volt, possibilmente con tensione erogata di valore variabile da 0 al massimo.

Poiché $I_{CEO} = I_{CBO}\ (1 + h_{fe})$ ed h_{fe} è molto maggiore dell'unità, il valore dell'intensità di questa corrente è molto maggiore di quello della corrente inversa di saturazione di base, cioè è dell'ordine del milliampere.

Dato che un milliamperometro è meno costoso di un microamperometro, i provatransistori commerciali forniscono solitamente il valore di I_{CEO} anziché quello, più significativo, di I_{CBO}.

Con il simbolo h_{FB} si indica il coefficiente di amplificazione in corrente continua di un transistore impiegato in un circuito con base comu-

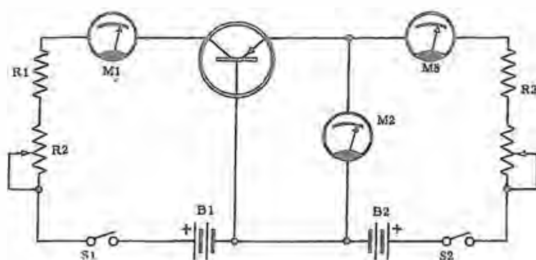


Fig. 77 T - **Per la misura di « alfa » senza impiego di tensione alternata si può ricorrere a questo schema. Si rileva la corrente di collettore per due valori della corrente d'ingresso assai prossimi tra loro: si ottengono dei rapporti che rappresentano i coefficienti di amplificazione.**

ne; per indicare il coefficiente di amplificazione in corrente alternata nelle stesse condizioni si usa il simbolo h_{fb}; invece dell'uno o dell'altro si suole anche usare, come sappiamo, la lettera greca α (alfa).

Per misurare h_{fe} od h_{fb} esistono due sistemi: con il primo si applica una piccola corrente alternata al circuito d'ingresso del transistore e si ricavano α o β facendo il rapporto I_C/I_E od I_C/I_B (ovviamente qui si parla di intensità di correnti « alternate »); il secondo metodo, illustrato nella **figura 77 T**, consiste nel rilevare la corrente di collettore corrispondente ad un certo valore della corrente nel circuito di ingresso e nel ripetere la rilevazione dopo aver variato **leggermente** il valore della corrente di ingresso.

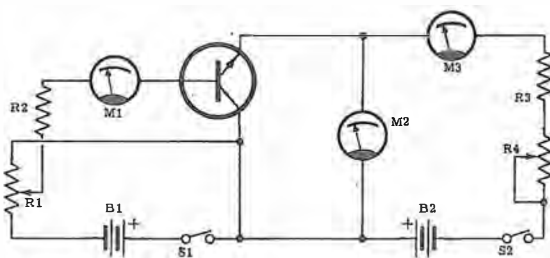


Fig. 78 T - **Predisposizione analoga a quella della figura precedente, ma che permette di conoscere — con lo stesso sistema, e con gli stessi valori dei componenti — il valore di « beta ».**

I due coefficienti di amplificazione sono dati dalle seguenti relazioni:

$$\alpha = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{E2} - I_{E1}}; \qquad \beta = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}}$$

nelle quali il significato dei simboli è ovvio.

I componenti della figura 77 T sono: M1 microamperometro da 100 µA; M2, voltmetro da 10 V, con alta resistenza interna; M3, milliamperometro da 10 mA; resistenze: R1, 220 ohm; R2, potenziometro da 2 500 ohm/2 watt; R3, 470 ohm; R4, potenziometro 5 kohm; B1, batteria 3 V; B2, batteria 6 V.

Questo circuito consente di determinare il coefficiente di amplificazione α.

Inizialmente si regola R2 sino ad avere una corrente di emettitore di 2 mA; poi si fa in modo che variando il valore di R4 la tensione della corrispondente corrente di collettore. Poi si porta a 2,4 mA il valore di I_E, e si nota il corrispondente valore di I_C.

Il valore di α si ricava poi mediante l'équazione riportata più sopra.

Si noti che questo valore non viene ottenuto con un valore nullo della resistenza di carico del transistore, come dovrebbe essere per definizione; peraltro la resistenza serie di R3 ed R4 è piccola rispetto alla resistenza di collettore, e quindi può essere trascurata.

L'osservazione vale anche per la misura del coefficiente β.

Per ottenere il valore di quest'ultimo si può realizzare il circuito di **figura 78 T**, i cui componenti sono: M1, M2, M3, come in figura 77 T; R1, potenziometro da 2 500 ohm; R2, resistenza da 10 kohm; R3, resistenza da 100 ohm; R4, potenziometro da 2 500 ohm; B1, batteria da 1,5 volt; B2, batteria da 6 volt.

La misura si fa regolando R1 in modo da avere una corrente di base di 25 µA e regolando R4 sino a quando la tensione di collettore del transistore ammonta a 4 V. In queste condizioni si misura per mezzo di M3 la corrente di collettore I_{C1}.

Successivamente si aumenta a 30 µA il valore di I_B, e si nota il nuovo valore della corrente di collettore (I_{C2}); mediante l'equazione riportata più sopra si ottiene facilmente il valore del coefficiente di amplificazione in corrente alternata β.

Per certe applicazioni può essere utile disporre immediatamente (cioè senza ricorrere a lunghe misure punto per punto) delle curve caratteristiche di un diodo o di un transistore.

La cosa si può fare in modo abbastanza semplice se si dispone di un oscilloscopio al quale venga applicata ad un sistema di deflessione la tensione presente ai capi di una giunzione del semiconduttore in esame, ed all'altro una tensione direttamente proporzionale all'altra grandezza caratteristica della curva che interessa.

Se, ad esempio, alla giunzione di un diodo viene applicata attraverso una resistenza da 470 ohm la tensione alternata prelevata dall'avvolgimento secondario a 6,3 volt di un trasformatore di alimentazione, quando questa tensione polarizza in senso diretto il diodo, si ha il passaggio in esso di una certa corrente (anche quando il diodo è polarizzato in senso inverso sappiamo che scorre nel circuito una certa corrente, ma, ci è noto, la sua intensità è così esigua da non permettere di essere rilevata con mezzi comuni), il cui valore dipende da quello della resistenza in serie e dal valore di picco della tensione alternata applicata.

Poiché ai capi della resistenza si sviluppa in queste condizioni una tensione che è proporzionale al valore dell'intensità della corrente che in essa circola, collegando all'amplificatore verticale dell'oscilloscopio gli estremi della resistenza ed all'amplificatore orizzontale la tensione esistente ai capi del diodo, sullo schermo del tubo a raggi catodici apparirà la curva caratteristica tensione-corrente del diodo stesso.

La forma della tensione alternata applicata al semiconduttore da esaminare deve essere perfettamente sinusoidale, altrimenti sullo schermo oscilloscopio appariranno due curve quasi eguali e vicinissime.

Le sigle convenzionali per i dispositivi a semiconduttore

I diodi e i transistori costruiti per l'Impiego nei **ricevitori radio e TV** nonché negli **amplificatori B.F.** vengono indicati con una sigla formata da due lettere e da tre cifre. I dispositivi a semiconduttore **per impieghi professionali e industriali** vengono indicati invece con una sigla formata da tre lettere e da tre cifre.

Per esempio, il diodo BA 128 e il transistore BF 258 sono tipi standard, mentre il diodo BZX 43 e il transistore BUY 48 sono tipi professionali e industriali.

Iª LETTERA

La 1ª lettera distingue un dispositivo con giunzione da uno senza, e dà già una prima indicazione del materiale impiegato.

Ecco le corrispondenze:

A = Dispositivo con una o più giunzioni che impiega materiale a «salto energetico» da 0,6 a 1 eV (elettron/volt), ad esempio, il **germanio.**

B = Dispositivo con una o più giunzioni che impiega materiale a « salto energetico » da 1 a 1,3 eV; ad esempio, il **silicio.**

C = Dispositivo con una o più giunzioni che impiega materiale a « salto energetico » di 1,3 eV o più; ad esempio, l'**arseniuro di gallio.**

D = Dispositivo con una o più giunzioni che impiega materiale a « salto energetico » minore di 0,6 eV; ad esempio, l'**antimoniuro di indio.**

R = Dispositivo senza giunzioni che impiega materiali del tipo usato nei generatori di Hall e nelle cellule fotoconduttive.

IIª LETTERA

La 2ª lettera indica la funzione principale; se è necessaria una ulteriore differenziazione, si indica prima la funzione principale, quindi la costruzione. Ecco la corrispondenza della 2ª lettera:

A = Diodo rivelatore, diodo veloce, diodo mescolatore

B = Diodo a capacità variabile

C = Transistori per applicazioni in B.F. ($R_{th\ j-mb} > 15$ °C/W)

D = Transistori di potenza per applicazioni in B.F. ($R_{th\ j-mb} < 15$ °C/W)

E = Diodo Tunnel

F = Transistori per applicazioni in R.F. ($R_{th\ j-mb} > 15$ °C/W)

G = Insieme di dispositivi non eguali.

H = Sonda di campo

K = Generatore di Hall in un circuito magnetico aperto: ad esempio sonda di segnale

L = Transistori di potenza per applicazioni in R.F. ($R_{th\ j-mb} <$ °C/W)

M = Generatore di Hall in un circuito magnetico chiuso energizzato elettricamente: modulatore di Hall o un moltiplicatore

N = Fotoaccoppiatori

P = Dispositivi sensibili alle radiazioni

Q = Dispositivi generatori di radiazioni

R = Dispositivi di comunicazione e di controllo comandati elettricamente, con una caratteristica di rottura ($R_{th\ j-mb} >$ > 15 °C/W)

S = Transistori per commutazione ($R_{th\ j-mb} > 15$ °C/W).

T = Dispositivi di potenza per commutazione e controllo comandati elettricamente o per mezzo di luce, con una caratteristica di rottura ($R_{th\ j-mb}$) < 15 °C/W.

U = Transistori di potenza per commutazione ($R_{th\ j-mb} < 15$ °C/W)

X = Diodi per moltiplicatori quali i varactor e diodi di recupero a gradino.

Y = Diodi raddrizzatori, diodi di recupero serie o recupero parallelo.

Z = Diodi per tensioni di riferimento o diodi regolatori di tensione (ad esempio, i Zener).

NUMERI DI SERIE

Per i dispositivi progettati principalmente per uso in campo civile si usano **tre cifre.**

Per i dispositivi semiconduttori progettati principalmente per essere usati nelle apparecchiature professionali si usano **una lettera e due cifre.**

Possono essere aggiunte altre lettere, ad esempio, per indicare diodi con tensioni più elevate, per una suddivisione di un determinato tipo di transistori in differenti gamme di guadagno oppure per una versione a basso rumore, ed infine per indicare leggere differenze meccaniche nei diodi, nei transistori e nei tiristori come, per esempio, le diverse finiture o lunghezze dei terminali ecc.

Ad eccezione della lettera R, le lettere aggiunte non hanno mai lo stesso significato.

SISTEMA PRECEDENTE

La prima lettera è sempre «O».

La seconda (e la terza) lettera indicano la classe del dispositivo.

A — diodo o raddrizzatore
AP — fotodiodo
AZ — diodo Zener
C — transistore
CP — fototransistore
RP — fotocellula.

Il gruppo di cifre è un numero di serie che indica un particolare sviluppo e progetto.

RADDRIZZATORI IN CASCATA

Per le sigle di denominazione dei **raddrizzatori in cascata** a semiconduttori il codice di riconoscimento è formato da tre lettere seguite da un numero di serie.

Le prime due lettere indicano il tipo della cascata:

OS — raddizzatore in cascata a semiconduttori
OT — raddrizzatori in cascata nel quale vengono usati anche tiristori.

La terza lettera indica il tipo di circuito.

A = Monofase a semionda
B = Bifase a semionda
C = Trifase a semionda (trifase a stella)
D = Quadrifase a semionda (quadrifase a stella)
E = Esafase a semionda (esafase a stella)
F = Trifase a doppia Y con trasformatore interfase
H = Monofase onda intera (ponte monofase)
J = Monofase con amplificatore magnetico a ponte
K = Trifase onda intera (ponte trifase)
L = Quadrifase onda intera (ponte quadrifase)
M = Duplicatore di tensione
S = Varie (quali combinazioni di diodi singoli e componenti passivi).

Per indicare varianti, il numero di serie è qualche volta eseguito da una lettera.

DIODI WHISKERLESS

Le fascette colorate indicano sia i numeri che le lettere come segue:

Colore	**Numero**	**Lettera**
Nero	0	nessun significato
Marrone	1	A
Rosso	2	B
Arancione	3	C
Giallo	4	D
Verde	5	E
Blu	6	F
Viola	7	G
Grigio	8	H
Bianco	9	J

DISTINZIONE TRA VALORI MASSIMI ASSOLUTI E CARATTERISTICHE

I valori massimi assoluti sono valori-limite che, se superati, possono danneggiare in modo permanente il dispositivo.

Questi limiti vengono stabiliti dal costruttore sulla base della costruzione fisica interna del dispositivo, del materiale adoperato e dalla tecnologia impiegata.

Dato che essi sono dei limiti, nel foglio di caratteristiche non vengono indicate condizioni di misura; i valori massimi assoluti devono, pertanto, essere considerati come le estreme possibilità di un dispositivo da non adoperare come condizioni di progetto.

Il tecnico deve progettare le apparecchiature in modo tale che, sia all'inizio che lungo la vita, non vengono superati i valori massimi assoluti nelle più probabili peggiori condizioni di lavoro.

Le caratteristiche elettriche, invece, esprimono una proprietà misurabile del dispositivo in una specifica condizione per cui il dispositivo dà luogo a prestazioni ripetibili.

Esse mettono in evidenza i più importanti parametri elettrici di un dispositivo che vengono controllate per assicurare la intercambiabilità circuitale.

Nelle caratteristiche vengono di solito segnati i valori medi e, per alcuni parametri, i valori massimo e minimo; la conoscenza di questi valori estremi è talvolta importante per un particolare progetto di un circuito. Per ogni specifico parametro vengono, inoltre, specificate le condizioni di misura.

LIMITI DI CORRENTE DEI TRANSISTORI

Possono essere dati dal costruttore di transistori due limiti massimi assoluti di corrente: un limite di corrente continua ed un limite di corrente impulsiva.

Il limite massimo di corrente continua I_C, viene di solito determinato dall'intersecazione della curva lungo punti della tensione di saturazione di collettore, con l'iperbole di massima dissipazione in regime continuo.

In qualche caso I_C è il massimo valore della corrente di collettore per cui viene specificato il rapporto statico di amplificazione di corrente h_{21E}, oppure il livello di corrente a cui h_{21E} raggiunge il 50 % del suo massimo valore.

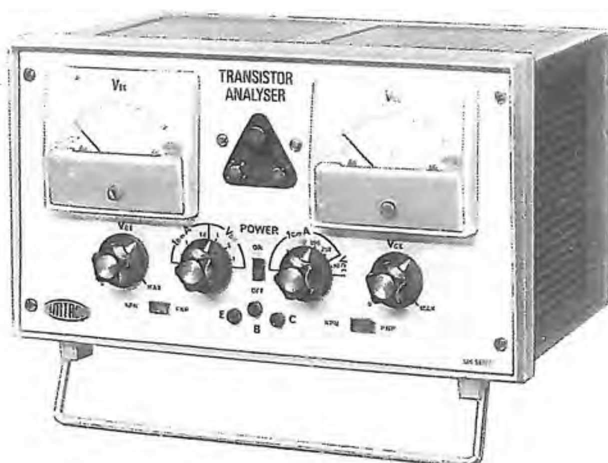
Il limite massimo di corrente impulsiva i_{CM} ($i_{CM} > I_C$) viene fissato in modo da non superare i limiti assoluti termici ed in ogni caso tenendo in considerazione i problemi di vita del dispositivo.

★ ★ ★

Diversi transistori tra i più impiegati nelle apparecchiature civili (radioricevitori, televisori, amplificatori, ecc.) in tempi successivi sono stati migliorati nelle loro caratteristiche, pur restando nell'ambito specifico delle loro funzioni. In questi casi il Numero di identificazione è stato leggermente mutato. È bene conoscere la corrispondente tra questi modelli, che elenchiamo nei gruppi della tensione CEO determinante, così da consentire sostituzioni giustificate, sicure, e miglioramento scegliendo il tipo a V_{CEO} più alta.

Le lettere che seguono il Numero indicano il « beta », come segue: V = da 50 a 100; VI = da 75 a 150; A = da 125 a 260; B = da 240 a 500; C = da 450 a 900. Due asterischi indicano 50 V e tre, 30 V. La lettera M indica custodia metallica e la K, plastica.

U_{CEO} 45 V	U_{CEO} 20 V	U_{CEO} 20 V 1 = al limite	2 capsula	3 piedini
NPN				
BC 107 A/B	BC 108 A/B/C	BC 109 B/C	M	C E B
BC129 A/B*	BC 130 A/B*	BC 131 B/C*	M	C E B
BC 147 A/B	BC 148 A/B/C	BC 149 B/C	K	E B C
BC 167 A/B	BC 168 A/B/C	BC 169 B/C	K	[illegible]
BC 171 A/B	BC 172 A/B/C	BC 173 B/C	K	B C E
BC 182 A/B**	BC 183 A/B/C***	BC 184 B/C***	K	B C E
BC 197 A/B*	BC 198 A/B/C*	BC 199 B/C*	K	[illegible]
BC 207 A/B	BC 208 A/B/C	BC 209 B/C	K	C E B
BC 237 A/B	BC 238 A/B/C	BC 239 B/C	K	B C E
BC 382 B/C	BC 383 B/C***	BC 384 B/C***	K	B C E
BC 547 A/B	BC 548 A/B/C***	BC 549 B/C***	K	B C E
PNP				
BC 157 V/VI/A/B	BC 158 V/VI/A/B	BC 159 A/B	K	E B C
BC 177 V/VI/A/B	BC 178 V/VI/A/B	BC 179 A/B	M	C E B
BC 204 V/VI/A/B	BC 205 V/VI/A/B	BC 206 B	K	C E B
BC 212 A/B**	BC 213 A/B/C***	BC 214 B/C***	K	B C E
BC 251 A/B	BC 252 A/B	BC 253 A/B	K	B C E
BC 257 V/VI/A/B	BC 258 V/VI/A/B	BC 259 A/B	K	[illegible]
BC 261 A/B	BC 262 A/B	BC 263 A/B	M	C E B
BC 307 VI/A	BC 308 VI/A/B	BC 309 A/B	K	B C E
BC 557 A	BC 558 A/B/C***	BC 559 A/B***	K	B C E



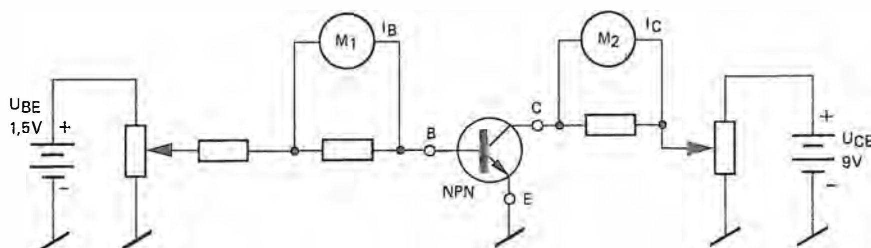
Un analizzatore di transistori

Con due sensibili strumenti di misura (100 μA) variamente inseriti in circuito dai commutatori, si possono effettuare molte letture dei parametri per correnti e condizioni assai diverse, ciò che significa, per tutti i tipi di transistori. Si possono tracciare, per punti, le curve caratteristiche. Alimentazione a pile, incorporata.

L'apparecchiatura permette di regolare la tensione di base e di controllare su un preciso e sensibile strumento il valore di questa tensione, oppure la corrente passante nella giunzione tra base ed emettitore (**figura 79 T**).

Un altro strumento di pari precisione consente di controllare l'andamento della corrente

Fig. 79 T - Disposizione schematica di principio con inserzione degli strumenti per la misura delle tensioni **base-emettitore U_{BE} e di collettore U_C.**

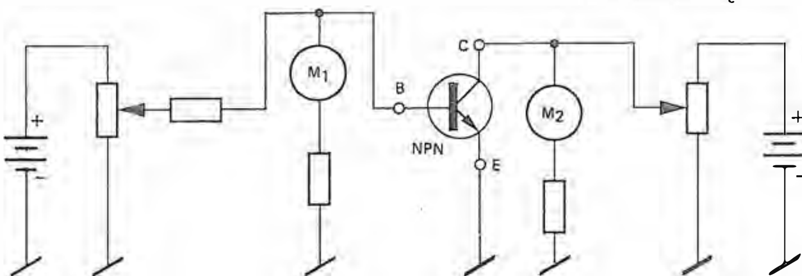


di collettore in rapporto alla tensione od alla corrente di base e la tensione tra collettore ed emettitore (**figura 80 T**).

Mediante appositi commutatori si possono variare le sensibilità a fondo scala degli strumenti a partire da un valore di 100 μA.

I transistori in prova possono essere collegati sia mediante cavetti con pinze a coccodrillo, che per mezzo di zoccoli appositamente schermati per evitare inneschi di oscillazioni ad altissima frequenza.

Fig. 80 T - Disposizione schematica di principio con inserzione degli strumenti per la misura delle correnti **di base I_B e di collettore I_C.**



L'alimentazione avviene per mezzo di batterie incorporate, ed il tutto è contenuto in un contenitore di facile trasporto.

L'apparecchiatura è prevista per la misura di quattro grandezze, due delle quali contemporaneamente, in modo da poter osservare la variazione di una di queste in rapporto alla variazione dell'altra.

Particolari accorgimenti sono adottati per mantenere costante la terza grandezza che funge da parametro e che non appare sugli strumenti.

L'indicazione è effettuata da due strumenti di caratteristiche eguali, ma con scala divisa direttamente per le grandezze da misurare.

La sensibilità massima degli strumenti è di 100 μA, il che corrisponde ad un resistore di ingresso di 10 000 Ω/V.

Il primo strumento (M1) è previsto per la misura della corrente di base in tre portate a fondo scala: 0,1 1, 10 mA commutabili mediante una delle due sezioni di SW1. Lo stesso SW1 provvede a commutare il collegamento dello strumento M1 per la misura delle tensioni tra base ed emettitore (**figura 81 T**).

Anche per questa misura vi sono tre portate a fondo scala, ossia 1; 0,5; 0,1 V.

Il secondo strumento (M2) è previsto per la misura delle correnti di collettore in cinque portate: 0,1 1, 10, 100, 250 mA. È prevista anche una portata voltmetrica supplementare che misura la tensione tra collettore ed emettitore con 10 V fondo scala.

Il commutatore SW2 provvedere al corretto collegamento dello strumento.

Come è noto, la differenza principale tra un transistore PNP ed uno NPN è che l'alimentazione di uno avviene a polarità invertita rispetto a quella dell'altro, sia per la batteria di collettore che per quella di base.

Tale compito, di invertire la polarità delle alimentazioni e di conseguenza quelle di connessione degli strumenti, è svolto dai due commutatori a slitta SW3 ed SW4.

L'alimentazione è derivata da due distinte batterie, in modo da non avere interazioni tra i due valori di tensione.

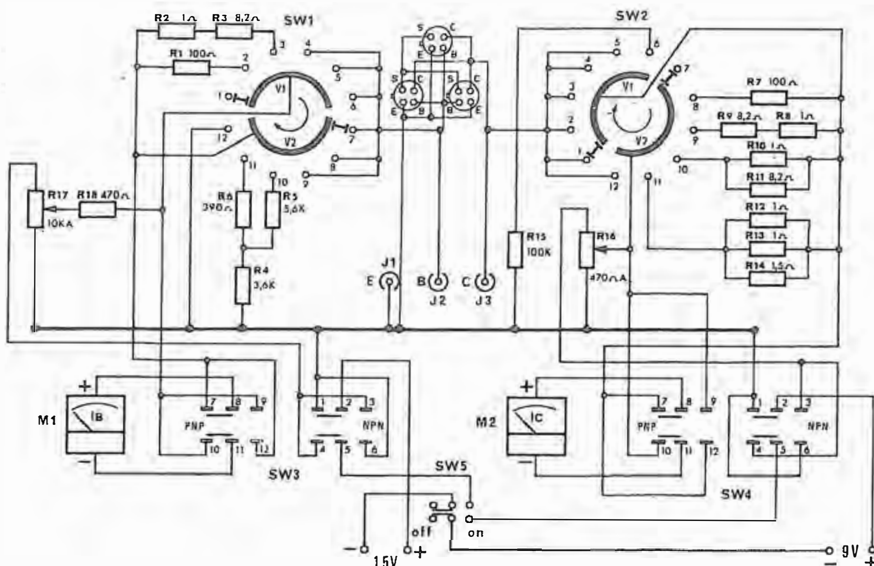


Fig. 81 T - **Schema elettrico completo. Tutte le misure sono dipendenti dalla diversa posizione dei due commutatori SW1 ed SW2 relativi ai due strumenti (M1 ed M2). Due commutatori a slitta posizionano i circuiti a seconda che si tratti dell'esame di un PNP o di un NPN.**

La batteria che fornisce la tensione di collettore è di 9 V, ed il valore della tensione applicata al collettore è regolato tramite il potenziometro R16 che, essendo di valore abbastanza basso, può approssimarsi ad un generatore di corrente, ossia a tensione costante con il carico.

La tensione di polarizzazione di base è fornita da una batteria da 1,5 V e viene parzializzata dal potenziometro R17.

Tale potenziometro è di valore piuttosto alto e quindi può approssimarsi ad un generatore di tensione, ossia a corrente indipendente dal carico.

Abbiamo così raggiunto le condizioni necessarie per la esecuzione di tutte le prove statiche sui transistori, nelle condizioni di precisione sufficienti per un'ottima affidabilità.

Tutti gli altri componenti servono ad adattare le portate di fondo scala degli strumenti a quelle desiderate.

Il collegamento con gli elettrodi dei transistori avviene sia mediante tre zoccoli di tipo corrispondente alle connessioni più usate, sia mediante tre uscite a cavetto e pinza a coccodrillo.

L'interruttore SW5 disconnette le batterie quando lo strumento non è in uso.

Alcuni dei resistori per l'adattamento delle portate sono disposti in serie od in parallelo tra di loro. Questo per il fatto di dovere adattare la serie di valori normalizzati dei resistori ai valori effettivamente richiesti per ottenere le portate di fondo scala degli strumenti.

Finitura meccanica

L'intero strumento, comprese le batterie di alimentazione, è contenuto in un contenitore composto da sette parti, facilmente montabili e smontabili per verifiche e riparazioni.

Comandi e strumenti sono riuniti sul pannello frontale, come pure gli zoccoli e le prese per il collegamento dei transistori da provare.

Sulle scale degli strumenti sono riportati i valori effettivi delle grandezze indicate, quindi la lettura risulta semplice e diretta.

Il circuito principale è disposto su un circuito stampato in fibra di vetro, ed i collegamenti a cavo, anche se numerosi, sono facili da eseguire data l'ottima accessibilità delle varie parti (**figura 82 T**).

Anche gli zoccoli per i transistori sono montati su di un apposito circuito stampato che permette di ridurre al minimo la possibilità di errori nei collegamenti.

Le batterie sono contenute in appositi portapile fissati al pannello inferiore, e la sostitu-

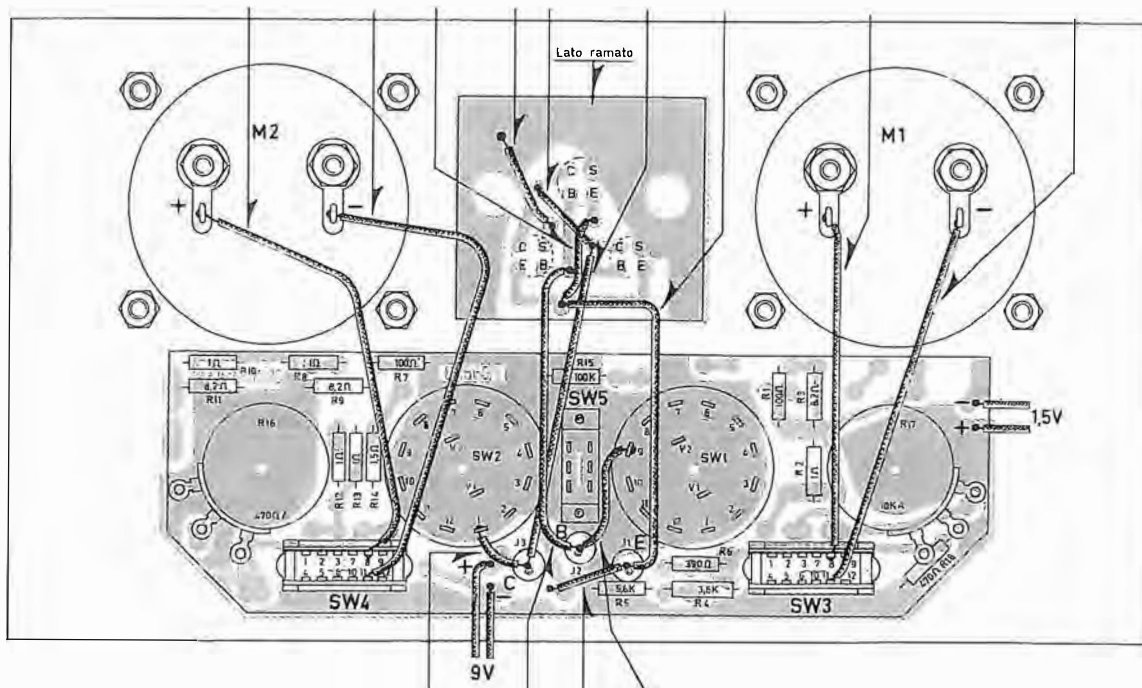


Fig. 82 T - **Questa illustrazione mostra chiaramente i due settori a circuito stampato, il loro posizionamento e quello dei due strumenti nonché i collegamenti. Il lato retrostante corrisponde a ciò che si vede illustrato all'inizio della descrizione (pagina 24 t). Le frecce servono ad individuare componenti e conduttori citati nelle illustrazioni del montaggio.**

zione delle batterie risulta facile e comoda (figura 83 T).

Sul pannello anteriore sono serigrafate tutte le indicazioni necessarie per identificare prontamente, senza errori, le posizioni e le funzioni dei comandi.

Uso dello strumento

Possiamo ora cominciare ad imparare l'uso e le possibilità davvero molteplici di questo analizzatore.

Prima di cominciare, consigliamo una semplice verifica che consente il controllo delle operazioni svolte.

Collegare una resistenza da 10 kΩ tra le uscite di base ed emettitore.

Connettendo la batteria, portando in « ON » l'interruttore generale, porteremo il commutatore di sinistra sulla posizione $V_{be} = 0,1$ V. Girando in senso orario il potenziometro V_{be} porteremo l'indice dello strumento di sinistra a fondo scala (0,1 V).

Portando il commutatore sulle posizioni 0,5 V e 0,1 V dovremo constatare che le indicazioni siano sempre di 0,1 V.

Ora, con il commutatore in posizione 1V portare l'indice a fondo scala (1 V) e misurare le correnti esplorando gli scatti I_b mA. In tutte e tre le posizioni dovremo avere la stessa indicazione di 0,1 mA.

La stessa serie di operazioni dovrà essere eseguita per la sezione di collettore (a destra), inserendo tra le prese di collettore e di emettitore una resistenza di 100 kΩ.

Le indicazioni per la massima tensione di 9 V, dovranno essere sempre di 0,09 mA.

Desiderando una maggiore escursione dell'indice si ricorra alla legge di Ohm e si facciano eventuali altre prove, badando di non mandare in sovraccarico lo strumento indicatore.

Si può ora prendere un transistore, ed imparare ad usare lo strumento.

Per prima cosa misureremo le correnti di fuga e, importante tra le importanti, I_{cbo}, ossia la corrente inversa del diodo base-collettore con emettitore non connesso.

Per effettuare questa prova, si colleghi il transistore con il collegamento di base alla boccola E e con quello di collettore alla boccola C. L'altro non deve essere connesso.

I commutatori PNP-NPN devono essere collegati nel modo corrispondente alla polarità del transistore in prova.

PROCEDIMENTO DI MISURA

1) Portare i due deviatori nella posizione adatta al tipo di transistore PNP o NPN.
2) Portare il comando di regolazione della tensione V_{bo} a 0.
3) Regolare il comando di regolazione della tensione V_{cc} a 0.
4) Predisporre il selettore 3 per la portata di $I_c = 250$ mA.
5) Collegare il transistore in prova con il terminale del collettore alla boccola C e con il terminale di base alla boccola E lasciando libero il terminale dell'emettitore.
6) Accendere l'analizzatore.
7) Regolare lentamente la V_{co} da 0 ÷ 9 V e osservare lo strumento indicatore.

   Cambiare la portata fino a leggere la corrente la quale è compresa fra qualche µA e qualche mA a seconda del tipo di transistore e della potenza. In ogni caso i valori I_{cbo} sono indicati dal costruttore.

★ ★ ★

Diamo ora qualche chiarimento sul comportamento di questa corrente, che costituisce il più importante elemento di cui tenere conto per la stabilità termica e per la buona durata di un amplificatore.

Senza entrare nella spiegazione fisica del fenomeno, diremo che in assenza di corrente di base la giunzione tra collettore e base polarizzata in senso inverso non è un perfetto isolante, ma lascia passare una certa corrente che dipende nel suo valore globale dal materiale di cui è costituita la giunzione: per esempio il silicio ha una corrente inversa molto minore di quella del germanio.

Ma questa corrente, anche per lo stesso materiale, non è costante, ma dipende da due fattori: temperatura e tensione applicata.

La parte dipendente dalla temperatura, o I_s, è detta corrente di saturazione mentre la parte dipendente dalla tensione, o I_L, è detta corrente di perdita; avremo quindi:

$$I_{CBO} = I_S + I_L$$

La conoscenza di I_{CBO} è di importanza fondamentale per la polarizzazione dei transistori. Infatti, a causa della sua dipendenza dalla temperatura, nei circuiti a piccoli segnali, essa può divenire una componente percentualmente importante della corrente di base, mentre nei circuiti per grandi segnali essa può dare luogo ad un autoriscaldamento e quindi provocare una deriva.

La I_{CBO} viene normalmente misurata a due diversi livelli di tensione, sia a temperatura ambiente che ad una temperatura superiore.

Una delle misure deve essere fatta a tensione sufficientemente bassa per poter trascurare l'effetto valanga che si ha nella giunzione polarizzata inversamente quando la tensione supera la barriera di potenziale della giunzione.

A questa bassa tensione vengono fatte anche le misure per la temperatura più elevata in modo da assicurare che la corrente di saturazione sia grande rispetto a quella di perdita.

Un'altra misura poi viene fatta a temperatura ambiente, in prossimità della massima tensione



Fig. 83 T - L'assieme del pannello frontale analizzato nel disegno a pagina 25 t è qui fotografato prima del fissaggio, finito, innanzi alla custodia-cassetta nella quale si scorgono le diverse batterie (1,5 volt, a sinistra, e due da 4,5 V da collegare in serie, a destra). L'assieme del materiale pronto per il montaggio è contraddistinto dalla sigla UK 560/S nella serie Amtron.

inversa ammessa per il diodo base-collettore.

Riassumendo, alle basse temperature I_{CBO} è dovuta essenzialmente alla corrente di perdita, mentre alle alte temperature la corrente di saturazione diventa predominante.

La dipendenza della corrente di saturazione dalla temperatura viene espressa dalla formula:

$$I_s = AT^3 e^{(-NT)}$$

dove A ed N sono costanti dipendenti dal materiale e T è la temperatura assoluta in gradi Kelvin. Come noto, la temperatura assoluta si ottiene aggiungendo 273 al valore espresso in gradi centigradi.

Si vede che la corrente di saturazione cresce in maniera molto rapida con la temperatura. In genere, tale corrente si raddoppia ogni 10 °C per il silicio ed ogni 14 °C per il germanio.

A prima vista sembrerebbe che il germanio presenti una situazione più favorevole, ma bisogna tener conto che i valori a temperatura ambiente sono di gran lunga inferiori per il silicio.

Vediamo ora le variazioni di I_{CBO} al valore della tensione applicata.

Alle basse tensioni la componente di perdita di I_{CBO} varia in maniera pressoché lineare con l'aumentare della tensione applicata.

All'aumentare della tensione il fenomeno assume ad un certo punto l'andamento cosiddetto « a valanga » e questo provoca un rapido aumento della corrente di collettore all'aumentare della tensione applicata.

La posizione del collegamento di base è molto importante per il valore delle correnti di perdita tra il collettore e l'emettitore. Queste correnti si possono misurare con il nostro strumento collegando il collettore e l'emettitore alle rispettive boccole. Vedremo poi cosa fare con la base.

Potremo distinguere tre distinte correnti di perdita.

I_{CEO} rappresenta la corrente di collettore quando il collettore venga polarizzato inversamente rispetto all'emettitore (alta resistenza) ed il circuito di base sia aperto.

PROCEDIMENTO DI MISURA

1) Predisporre l'analizzatore come per la I_{cbo}.
2) Collegare il transistore in prova con il terminale del collettore alla boccola C e con il terminale dell'emettitore alla boccola E lasciando libero il terminale della base.
3) Accendere l'analizzatore.
4) Regolare lentamente la V_{ce} da 0 ÷ 9 V e osservare lo strumento indicatore.

Cambiare la portata fino a leggere la corrente.

I_{ces} rappresenta la corrente di collettore quando il collettore stesso sia polarizzato inversamente rispetto all'emettitore e la base sia connessa direttamente all'emettitore. Tale corrente è molto inferiore alla precedente.

PROCEDIMENTO DI MISURA

1) Predisporre l'analizzatore come per le precedenti misure.
2) Collegare il transistore in prova con il terminale del collettore alla boccola C ed i terminali emettitore e base alla boccola E.
3) Accendere l'analizzatore.
4) Regolare lentamente la V_{ce} da 0 ÷9 V e osservare lo strumento indicatore. Cambiare la portata fino a leggere la corrente residua.

I_{cer} rappresenta la corrente di collettore quando il collettore stesso venga polarizzato inver-

samente rispetto all'emettitore e la base sia collegata all'emettitore mediante una resistenza esterna.

PROCEDIMENTO DI MISURA

1) Predisporre l'analizzatore come per le precedenti misure.
2) Collegare il transistore con il terminale del collettore alla boccola C e il terminale dell'emettitore alla boccola E. Collegare fra emettitore e base un resistore variabile di valore adatto.
3) Accendere l'analizzatore.
4) Regolare lentamente la V_{ce} da 0 ÷ 9 V e osservare lo strumento indicatore.

Cambiare la portata fino a leggere la corrente.

Regolare la R_{be} per il valore migliore della I_{cer}. Seguire le istruzioni già date per la I_{ceo} tenendo presente che la I_{cer} è sempre inferiore alla I_{ceo} ed è tanto più piccola quanto più basso è il valore del resistore (R).

Infatti per:

$$R = \infty \quad I_{cer} = I_{ceo}$$
$$R = 0 \quad I_{cer} = I_{ces}$$

I_{ebo} rappresenta la corrente di perdita nel diodo base-emettitore polarizzato inversamente.

La relazione che lega la I_{cbo} alla I_{ceo} è la seguente:

$$I_{ceo} = I_{cbo} \; / \; (1\text{-}\alpha)$$

dove α è il rapporto tra corrente di collettore e corrente di emettitore in un circuito a base comune. Esso è legato al beta della seguente relazione:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

ed è tanto più vicino all'unità quanto più alto è il beta.

Si potrà vedere che la corrente di perdita tra collettore ed emettitore è molto maggiore di quella esistente tra collettore e base. Questo è molto importante per la stabilità termica degli amplificatori ad emettitore comune, che sono tra i più usati.

Risulta anche importante la misura della I_{CER} in quanto nei circuiti ad emettitore comune la base risulta effettivamente collegata all'emettitore mediante una certa resistenza. Questo specialmente quando il transistore debba lavorare in condizioni gravose.

La resistenza tra base ed emettitore ha anche una notevole influenza sulla tensione massima sopportabile dal transistore tra collettore ed emettitore BV_{CER} (B sta per « breackdown » ossia rottura ed R indica l'inserzione di una resistenza tra base ed emettitore).

Il grafico di **figura 84 T** mostra l'andamento della tensione di rottura in funzione della famosa resistenza e dimostra che tanto più alta è la resistenza, tanto più bassa risulta la tensione di rottura, con un andamento quasi a gradino per un certo valore della resistenza di base.

Rilievo di curve caratteristiche

Questo rilievo costituisce l'uso più proficuo che si può fare dello strumento.

Qualche volta i costruttori danno l'intera serie delle caratteristiche, come mostrato in **figura 85 T**, ma a prescindere dal fatto che si tratta di valori tipici, soggetti a variazioni sia pure entro limiti ristretti, non sempre avremo a disposizione l'intera tabellina, dal momento

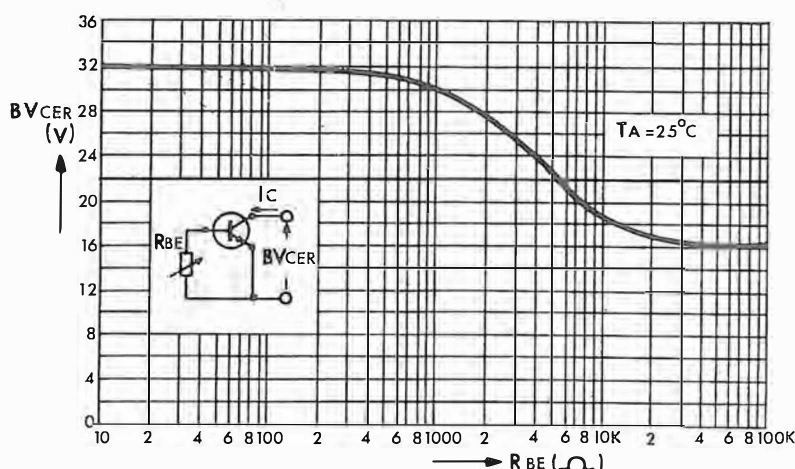


Fig. 84 T - La resistenza tra base ed emettitore (R_{BE}) ha un'influenza importante sulla tensione massima che il transistore può tollerare tra collettore ed emettitore (BV_{CE}). La curva mostra l'andamento della tensione di rottura di un transistore in funzione della citata resistenza.

che taluni costruttori hanno l'abitudine di fornire soltanto le caratteristiche d'uscita.

Risulta pertanto utilissima la possibilità che abbiamo di costruire queste curve proprio per il determinato transistore in nostro possesso.

Analizziamo ora, uno per uno, i quattro quadranti nel quale è diviso il grafico di figura 85 T.

I° QUADRANTE

Il quadrante in alto a destra (I° quadrante) mostra l'andamento della corrente di collettore in funzione della tensione esistente tra collettore ed emettitore.

Il parametro è la corrente di base, ossia per una serie di valori fissi della corrente di base, abbiamo una serie di curve (notare che la serie di curve è data per la configurazione ad emettitore comune, ma è possibile costruire qualcosa di analogo anche per le altre configurazioni).

Esaminando la pendenza di queste curve potremo ricavare i parametri del transistore per la corrente continua o statici.

Per esempio, dalla pendenza delle curve del primo quadrante ricaveremo la conduttanza di uscita ad emettitore comune:

$$h_{22e} = \frac{\Delta\ I_c}{\Delta\ V_{CE}}$$

Il segno Δ indica un intervallo talmente piccolo da poter considerare la curva approssimata da una retta entro questo intervallo.

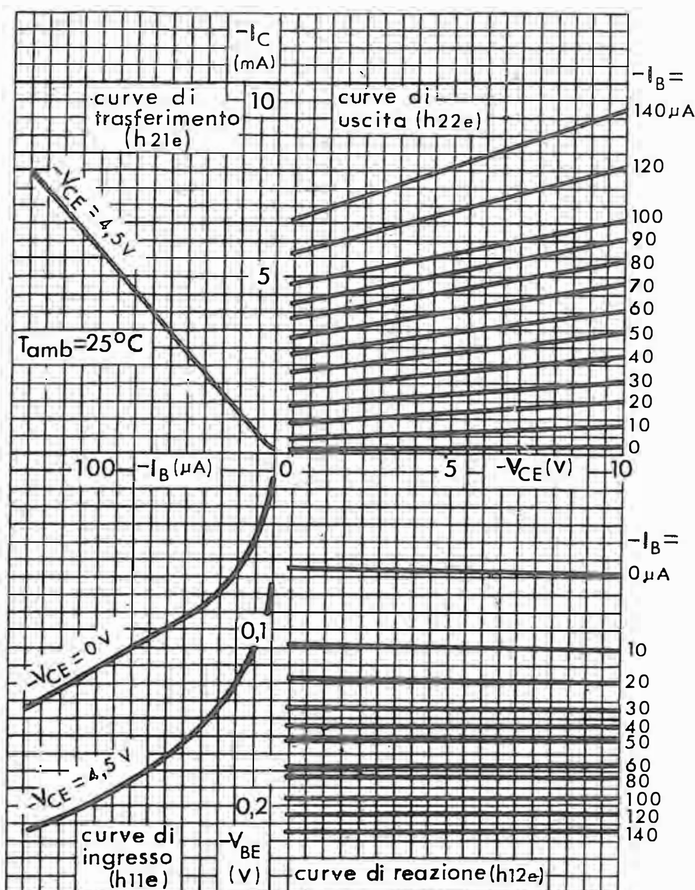


Fig. 85 T - In questo grafico si devono considerare 4 quadranti. Nel 1° (in alto, a destra) si vedono gli andamenti della corrente di collettore per i diversi valori di V_{CE} (tensione collettore/emettitore). Nel 2° (in alto, a sinistra) sempre la corrente di collettore ma in relazione alla corrente di base; nel 3° (in basso, a destra) la corrente di base a seconda della tensione tra base ed emettitore ed infine, nel 4°, relazione tra tensione collettore/emettitore e tensione base/emettitore.

CURVA

$I_c = a\ (V_{ce})\ I_b = \text{Cost}\ (h_{22e})$

1) Commutatore per I_b. Portata adatta alla corrente di base che si vuole misurare.
2) Commutatore per V_{ce} 10 V fondo scala.
3) Portare a zero il regolatore di V_{be}.
4) Portare a zero il regolatore di V_{ce}.
5) Commutare i due deviatori per il tipo di transistore PNP o NPN.
6) Collegare il transistore ai tre terminali dell'analizzatore.
7) Accendere l'analizzatore.

Procedimento

Si regola la tensione V_{be} fino a leggere sullo strumento una corrente di base I_b, es.: 10 μA. Si faccia variare la tensione collettore-emettitore, da 0 ÷ 9 V mediante il regolatore V_{ce}.

Si indichino in corrispondenza dei successivi valori di V_{ce} i corrispondenti valori che assume la corrente I_c.

Con il medesimo procedimento si possono ricavare le necessarie curve per differenti valori di I_b e si ottiene così la famiglia di curve di uscita.

II° QUADRANTE

Il quadrante in alto a sinistra (II° quadrante) stabilisce la dipendenza della corrente di collettore dalla corrente di base. Il parametro sarebbe la tensione V_{ce} ma si preferisce disegnare una sola curva per un valore caratteristico di V_{ce} in quanto la variazione di questo valore influisce poco sull'andamento della curva.

Tale curva si chiama **caratteristica di trasferimento** e la sua pendenza calcolata con la:

$$h_{21e} = \frac{\Delta\ I_c}{\Delta\ I_b}$$

ci dà proprio il dato più interessante ossia il β (beta) che può essere chiamato anche h_{21e} oppure h_{fe}.

CURVA

$I_c = f\ (I_b)$ per $V_{ce} = \text{cost}\ (h_{21e})$

1) Predisporre i comandi dell'analizzatore come in (a).

Procedimento

Si regoli la tensione V_{ce}, es.: 4,5 V; si faccia variare I_b, si indichino per differenti valori di I_b i corrispondenti valori che assume I_c.

Il rapporto dei differenziali di ΔI_b e ΔI_c dà il coefficiente di amplificazione di corrente $= \dfrac{\Delta\ I_c}{\Delta\ I_b}$

Con il medesimo procedimento si può ricavare il β per diversi valori di V_{ce}.

III° QUADRANTE

Il quadrante in basso a sinistra (III° quadrante) ci mostra la dipendenza della corrente di base in funzione della tensione tra base ed emettitore, ossia costituisce, per $V_{ce} = 0V$ la caratteristica diretta del diodo base-emettitore.

Tale curva è data anche per un valore tipico di V_{ce} e costituisce la **caratteristica d'ingresso** del transistore in emettitore comune.

La sua pendenza:

$$h_{11e} = \frac{\Delta\ V_{be}}{\Delta\ I_b}$$

è la resistenza d'ingresso del transistore e varia molto a seconda del tratto di curva nel quale è fatta la misura.

Sarà interessante rifare questo esperimento con un resistore inserito nel circuito di emettitore: si vedrà che questa resistenza apparirà nel circuito d'ingresso col suo valore moltiplicato per beta.

CURVA

$I_b = f\ (V_{be})$ per $V_{ce} = \text{cost}\ (h_{11e})$

1) Predisporre i comandi dell'analizzatore come in (a).

Procedimento

Si regoli la tensione V_{ce}, es.: 4,5 V, indi si faccia variare V_{be}, si indichino i differenti valori che assume I_b.

Con il medesimo procedimento si possono ricavare varie curve per differenti valori di V_{ce}.

IV° QUADRANTE

Sul IV quadrante vedremo messe in relazione la tensione tra collettore ed emettitore con la tensione tra base ed emettitore.

Tali curve si chiamano **caratteristiche di reazione** ed il parametro è costituito dalla corrente di base.

La loro pendenza così calcolata:

$$h_{12} = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta V_{CE}}$$

ci darà il coefficiente di reazione in tensione tra uscita ed ingresso. Tale valore è importantissimo per calcolare la stabilità di un amplificatore, ossia la sua tendenza o meno ad oscillare.

Tale calcolo deve tenere conto anche di altri fattori di natura reattiva, che però qui non staremo ad elencare.

CURVA

$V_{be} = f\ (V_{ce})\ I_b = \text{cost}\ (h_{12e})$

1) Predisporre l'analizzatore come in (a).

Procedimento

Si regoli per una corrente di base, es.: 10 μA, si faccia variare la V_{ce} da 0 ÷ 9 V e si indichino, per differenti valori di V_{ce} i corrispondenti valori che assume la V_{be}.

Con il medesimo procedimento si possono ricavare varie curve per diversi valori di I_b.

★ ★ ★

Diremo ora di alcune precauzioni da tenere presente nell'uso dello strumento.

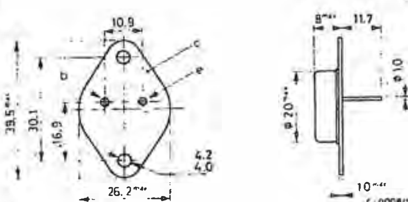
1) Durante la prova non superare la potenza massima ammessa per ciascun transistore (prodotto di $V_{CE} \times I_c$) pena il danneggiamento o la bruciatura del transistore.
2) Non superare la V_{CE} ammessa qualora questa sia inferiore a 9 V.
3) Durante la misura cominciare col predisporre i commutatori degli strumenti alle portate più alte, aumentando poi gradatamente la sensibilità di quanto necessario per una buona lettura.
4) Tenere sempre il potenziometro che regola V_{BE} tutto ruotato in senso antiorario, ed aumentare gradualmente la tensione tenendo d'occhio la I_c.
5) Per effettuare la prova mediante i fili con pinze a coccodrillo, badare che le stesse non vadano a porsi in corto circuito tra di loro.
6) Quando si debbano provare transistori con frequenza di taglio molto alta, non fare uso dei fili con pinze a coccodrillo in quanto la reazione tra i detti fili può permettere l'entrata in oscillazione del transistore con effetti deleteri per il medesimo e con le letture che nulla hanno a che fare con la realtà.

Fare uso degli zoccoli, i quali, per la presenza delle schermature, hanno collegamenti « caldi » estremamente brevi, e la possibilità di oscillazione non esiste alle frequenze di taglio raggiunte dai transistori.

TRANSISTORI

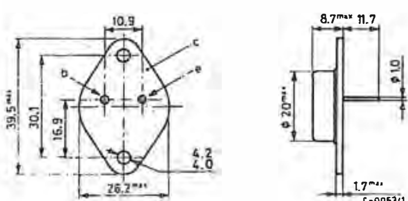
Disposizione dei piedini - sigla della capsula e dimensioni in millimetri

TO-3



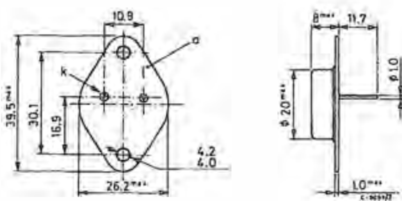
Collettore collegato alla custodia

TO-3 (1)



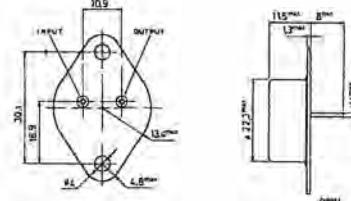
Collettore collegato alla custodia

TO-3 (2)



Anodo collegato alla custodia

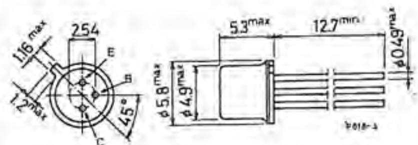
TO-3 (3)



Massa collegata alla custodia

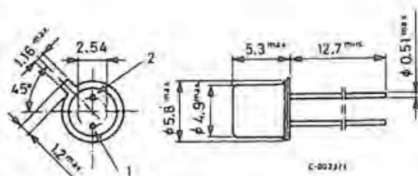
TO-18

Collettore collegato alla custodia



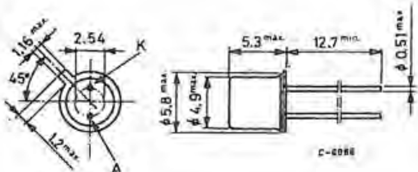
TO-18 (1)

Conduttore 1 collegato alla custodia

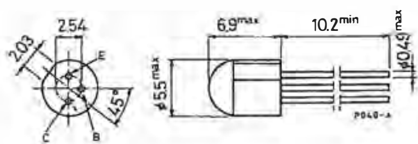


TO-18 (2)

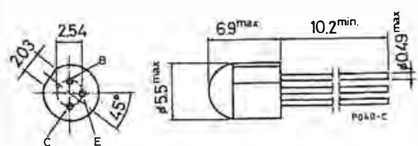
Anodo collegato alla custodia



TO-18 epoxy

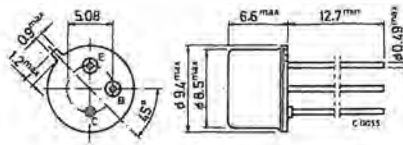


TO-18 (1) epoxy



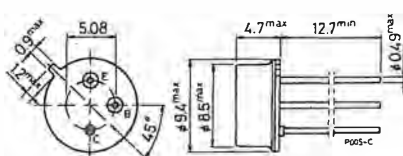
TO-39

Collettore collegato alla custodia



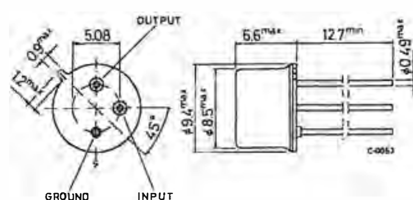
TO-39 (1)

Collettore collegato alla custodia

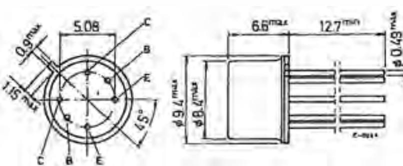


TO-39 (2)

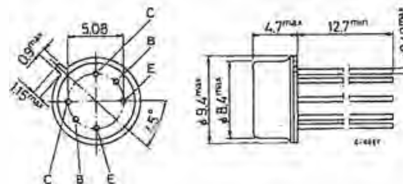
Massa collegata alla custodia



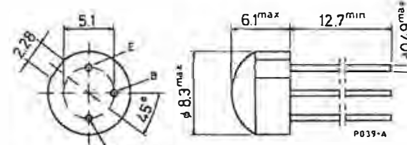
TO-39 (3)



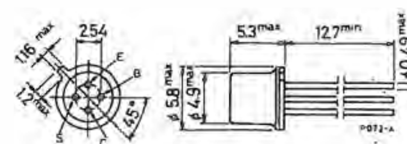
TO-39 (4)



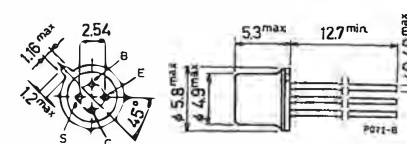
TO-39 epoxy



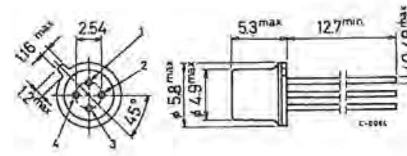
TO-72



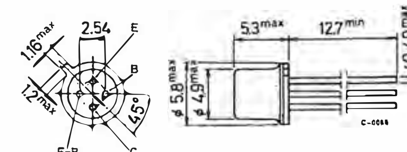
TO-72 (1)



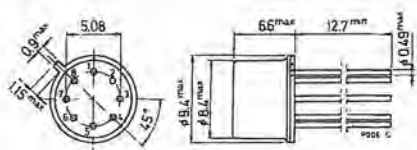
TO-72 (2)



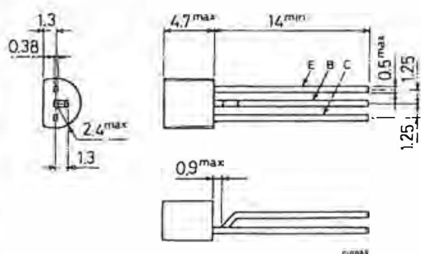
TO-72 (3)



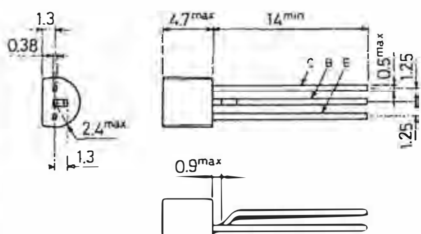
TO-77



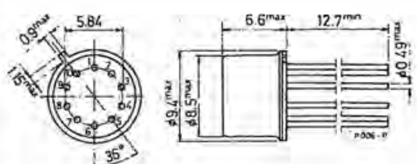
TO-92



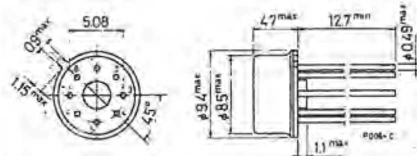
TO-92 (1)



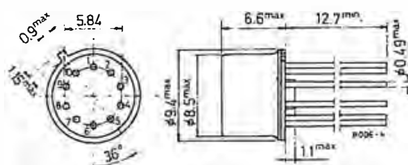
TO-96



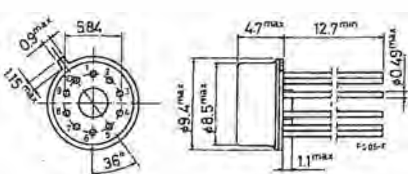
TO-99



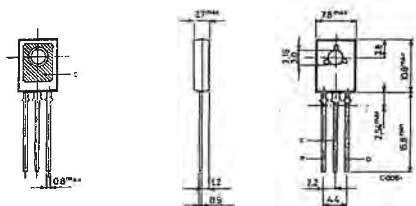
TO-100



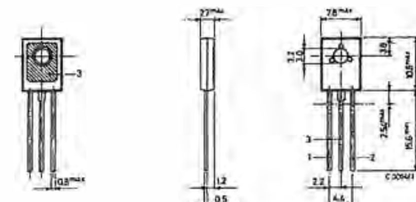
TO-100 (1)



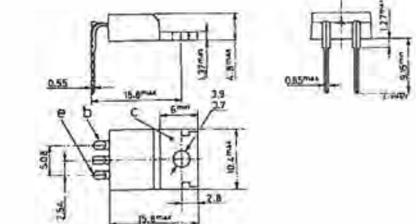
TO-126



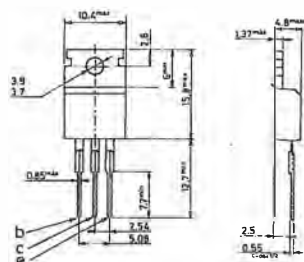
TO-126 (1)



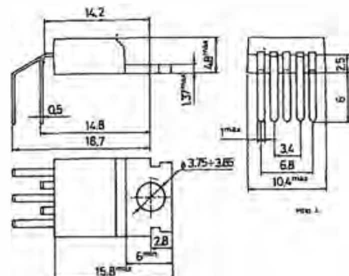
TO-220 AA



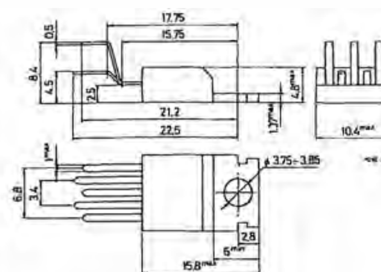
TO-220 AB



Pentawatt® (Versione H)

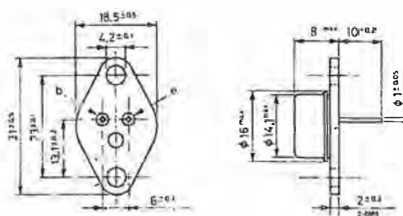


Pentawatt® (Versione V)



SOT-9

Collettore collegato alla custodia



T plastic

